Министерство образования и науки Российской Федерации Сибирский федеральный университет

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Сборник научных трудов

Электронное издание

Научный редактор А. И. Громыко

Красноярск СФУ 2017 УДК 621.37/.39(066) ББК 32я43 С568

Редакционная коллегия:

А. И. Громыко – д-р техн. наук, проф. (науч. ред.); А. А. Левицкий – канд. физ.-мат. наук, доц. (отв. за вып.); В. В. Воног – канд. культурологии, доц.; А. В. Гребенников – канд. техн. наук; Ф. В. Зандер – канд. техн. наук, доц.; Ф. Г. Зограф – канд. техн. наук; Е. В. Кузьмин – канд. техн. наук, доц.; К. В. Лемберг – канд. физ.-мат. наук; В. В. Сухотин – канд. техн. наук, доц.; С. И. Трегубов – доц.; П. П. Турчин – канд. физ.-мат. наук, доц.; С. А. Рябушкин; Д. Ю. Черников – канд. техн. наук, доц.

Ответственный за выпуск: Левицкий Алексей Александрович

С568 Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. [Электронный ресурс] / науч. ред. А. И. Громыко ; отв. за вып. А. А. Левицкий. – Электрон. дан. (31,5 Мб). – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2017. – 1 электрон. опт. диск. – Систем. требования : РС не ниже класса Pentium I ; 128 Mb Ram ; Windows 98/ХР/7 ; Adobe Reader v 8.0 и выше. – Загл. с экрана.

ISBN 978-5-7638-3646-2

Представлены научные труды участников ежегодной Всероссийской научно-технической конференции молодых ученых и студентов, посвященной 122-й годовщине Дня радио, состоявшейся в г. Красноярске 4–5 мая 2017 г.

Отражены разработки в области радиотехники и радиоэлектроники по направлениям: радиотехнические системы; радионавигация; СВЧ-технологии, антенны и устройства; информационные спутниковые системы и технологии; полупроводниковая электроника и наноэлектроника; конструирование и технология электронных средств; приборостроение; телекоммуникации и интеллектуальные сети; функциональные материалы микро- и наноэлектроники.

Предназначен для научных работников, аспирантов и студентов, обучающихся по направлениям и специальностям радиотехнического профиля.

УДК 621.37/.39(066) ББК 32я43

 © Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ, 2017
 © Сибирский федеральный университет, 2017

ISBN 978-5-7638-3646-2

Электронное научное издание

Печатается в авторской редакции Компьютерная верстка *Т. М. Бовкун*

Подписано в свет 10.04.2017. Объем: 31,5 Мб. Заказ 974 Тиражируется на машиночитаемых носителях

Библиотечно-издательский комплекс Сибирского федерального университета 660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 82а. Тел/факс (391) 206-26-67. E-mail: publishing_house@sfu-kras.ru; http://bik.sfu-kras.ru

Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ»

ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ЗЕРКАЛЬНО-СИММЕТРИЧНЫХ ПОЛОСКОВЫХ МОДАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ ПО ДВУМ КРИТЕРИЯМ

Е. Б. Черникова, А. О. Белоусов, А. М. Заболоцкий (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634000, г. Томск, ул. Вершинина, 47 E-mail: chiernikova96@mail.ru

Рассматривается параметрическая оптимизация эвристическим поиском. Выполнена оптимизация четырех зеркально-симметричных полосковых структур модальных фильтров (МФ). Оптимизация выполнялась по двум критериям: выравнивание амплитуд импульсов на выходе МФ и выравнивание разностей задержек импульсов разложения. Приведено сравнение результатов, полученных при оптимизации для каждой из структур. В результате четыре структуры зеркально-симметричных МФ длиной l = 1 м могут разложить сигнал длительностью до $t_{\Sigma} = 490$ пс при коэффициенте ослабления 4 раза. Результаты показали важность оптимизации зеркально-симметричных МФ по нескольким критериям.

В настоящее время радиотехнические системы имеют не только широкие функциональные возможности, но и повышенную восприимчивость к электромагнитным помехам. Особо опасными представляются кондуктивные помехи, которые могут подаваться и проникать в аппаратуру непосредственно по проводникам. Для защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкороткого импульса (СКИ) [1] предложена технология модальной фильтрации [2], основанная на явлении модального разложении импульса на импульсы меньшей амплитуды [3]. Предложен новый подход к совершенствованию модальной фильтрации за счет зеркального добавления к существующей структуре дополнительных слоев диэлектрика и проводников [4]. Выполнена оптимизация параметров четырехпроводного зеркально-симметричного МФ эвристическим поиском по двум критериям [5]. Однако не исследована зависимость параметров четырехпроводных зеркально-симметричных МФ от расположения проводников в одном диэлектрике. Таким образом, возникает необходимость параметрической оптимизации эвристическим поиском таких структур зеркально-симметричного МФ и их сравнения. Цель работы – выполнить такое исследование.

При многократных изменениях в диапазоне параметров целесообразно использовать моделирование. Для этого необходимо построить геометрическую модель поперечного сечения МПЛ, вычислить матрицы погонных коэффициентов электростатической (С) и электромагнитной (L) индукций, составить схему для моделирования, задать нагрузки и воздействие, вычислить временной отклик на импульсное воздействие в диапазоне параметров, а также выполнить оптимизацию параметров МФ. Указанное представляется целесообразным выполнить для 4-х структур зеркально-симметричного МФ (рис. 1).

Вычисление параметров линий и форм сигнала выполнялось в системе TALGAT [6]. Допускалось, что в рассматриваемых линиях распространяется Т-волна. Потери в проводниках и диэлектриках на первом этапе исследования не учитывались, чтобы устранить их влияние.

Принципиальная электрическая схема четырехпроводного зеркально-симметричного МФ представлена на рис. 2, *a*, а форма входного сигнала – на рис. 2, *б*.



Рис. 1. Поперечные сечения структур зеркально-симметричного МФ: 1 (a); 2 (б); 3 (в); 4 (г)



Рис. 2. Принципиальная электрическая схема для моделирования (а) и форма сигнала на входе МФ (б)

Исследовались четырехпроводные зеркально-симметричные МФ при следующих параметрах: толщина проводников t = 18 мкм, толщина диэлектрика h = 500 мкм, относительная диэлектрическая проницаемость среды $\varepsilon_{r2} = 1$, а диэлектрика – $\varepsilon_{r1} = 4,5$ при длине проводников l = 1 м. Значения сопротивлений резисторов $R_{\Gamma}=R_{\rm H}=R$ выбраны равными 50 Ом, а источник импульсных сигналов представлен идеальным источником ЭДС. Его длительности фронта, спада и плоской вершины выбраны равными по 50 пс, так что $t_{\Sigma} = 150$ пс, а амплитуда – 5 В (рис. 2, δ). При оптимизации МФ ширина проводников w и расстояние между проводниками s менялись в диапазоне 250–2000 мкм при d = w.

В результате для структуры 1 получены значения w = 1600 мкм, s = 250 мкм (рис. 1, *a*), позволяющие обеспечить выполнение первого критерия – выравнивание амплитуд импульсов на выходе МФ (рис. 3, *a*). Значения w = 1600 мкм, s = 500 мкм получены при оптимизации по второму критерию – выравнивание разностей задержек импульсов разложения (рис. 3, *b*) [5]. Структура 2 (рис. 1, *b*) отличается от структуры 1 (рис. 1, *a*) тем, что проводники 1, 2, 3, 4 расположены под границей диэлектрика с воздухом. В результате оптимизации по первому критерию получено: w = 1600 мкм, s = 250 мкм (рис. 3, *a*), а по второму: w = 1600 мкм, s = 550 мкм (рис. 3, *b*). Структура 3 (рис. 1, *b*) отличается от структуры 1 (рис. 1, *a*) тем, что расстояния между торцами проводников 1, 2 и 3, 4 залиты диэлектриком. В результате оптимизации по первому критерию получены параметры: w = 1600 мкм, s = 250 мкм (рис. 3, *a*), а по второму: w = 1600 мкм, s = 250 мкм (рис. 3, *a*), а по второму: w = 1600 мкм, s = 250 мкм (рис. 3, *a*), а по второму: w = 1600 мкм, s = 250 мкм (рис. 3, *a*), а по второму: w = 1600 мкм, s = 250 мкм (рис. 3, *a*), а по второму: w = 1600 мкм, s = 250 мкм (рис. 3, *a*), а по второму: w = 1600 мкм, s = 250 мкм (рис. 3, *a*), а по второму: w = 1600 мкм, s = 250 мкм (рис. 1, *c*). В результате оптимизации по первому критерию получены параметры: w = 1600 мкм, s = 250 мкм (рис. 1, *c*). В результате оптимизации по первому критерию получены параметры: w = 1600 мкм, s = 250 мкм (рис. 3, *b*).

Результаты оптимизации сведены в табл. 1, 2. Получено, что значения амплитуд импульсов примерно одинаковы для всех рассматриваемых структур и не превышают 0,622 В (табл. 1), что в 4 раза меньше, чем амплитуда входного импульса. Также получены выравненные разницы задержек импульсов, что позволяет исключить наложение импульсов в данных структурах и как следствие – рост амплитуд (табл. 2). Сравнение структур показало, что изменение расположения проводников в одном диэлектрике не сильно влияет на амплитуды импульсов разложения, а значения разности задержек отличаются незначительно.



ис. 5. Формы сигналов на выходе структур. 1 (—), 2 (– –), 5 (\cdots) и 4 (– \cdot при оптимизации по первому (a) и второму (b) критериям

Таблица 1

Результаты оптимизации по критерию 1

Структура	Значения параметров		Значение амплитуды импульсов U_i , В				
	<i>w</i> , мкм	<i>S</i> , МКМ	U_1	U_2	U_3	U_4	
1	1600	250	0,622	0,583	0,622	0,58	
2	1600	250	0,62	0,58	0,622	0,58	
3	1600	250	0,62	0,581	0,622	0,584	
4	1600	250	0,622	0,58	0,621	0,584	

Таблица 2

Структура	Значения параметров		Разница задержек импульсов Δt_i , нс			
	<i>W</i> , МКМ	<i>S</i> , МКМ	$t_2 - t_1$	$t_3 - t_2$	$t_4 - t_3$	
1	1600	500	0,4852	0,5191	0,4971	
2	1600	550	0,4996	0,4738	0,4573	
3	1600	575	0,4794	0,4607	0,4873	
4	1600	520	0,5226	0,5188	0,4507	

Результаты оптимизации по критерию 2

Таким образом, впервые выполнена параметрическая оптимизация 4-х структур зеркально-симметричного МФ по двум критериям. Получено, что при оптимизации структур 2 и 3 по критерию 2 отклонения соседних значений разностей задержек равны 0,02 нс. Оптимизация по критерию 2 для структуры 4 не позволила получить оптимальное значение Δt_4 . Между тем, оптимизация по критерию 2 для всех структур позволила увеличить минимальную разницу задержек. Однако амплитуды импульсов почти одинаковы, а именно: для структуры 1 – 0,627, 0,597, 0,617 и 0,577 В, для структуры 2 – 0,63, 0,595, 0,616 и 0,575 В, для структуры 3 – 0,628, 0,597, 0,617 и 0,574 В и для структуры 4 – 0,63, 0,596, 0,615 и 0,574 В. Отметим, что при выполнении критерия 2 не наблюдается увеличение уровня амплитуд по сравнению с критерием 1. Между тем, в результате оптимизации по критерию 1 для всех структур были получены одинаковые значения *w* и *s*.

В результате четыре структуры зеркально-симметричных МФ длиной l = 1 м могут разложить сигнал длительностью до $t_{\Sigma} = 490$ пс при коэффициенте ослабления 4 раза.

Математическое моделирование выполнено за счет проекта 8.9562.2017/БЧ Минобрнауки Российской Федерации. Численный эксперимент проведен за счет гранта РНФ 14-19-01232 в ТУСУРе.

Список литературы

1. Study and classification of potential IEMI sources / N. Mora, F. Vega, G. Lugrin, F. Rachidi, M. Rubinstein // System and assessment notes. Note 41. 8 July 2014.

2. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. Модальное разложение импульса в отрезках связанных линий как новый принцип защиты от коротких импульсов // Технологии ЭМС. 2006. №4 (19). С. 40–44.

3. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Теоретические основы модальной фильтрации // Техника радиосвязи. 2014. № 3. С. 79-83.

4. Заболоцкий А.М. Использование зеркальной симметрии для совершенствования модальной фильтрации. Томск: Изд-во ТУСУРа, 2015. С. 41–44.

5. Черникова Е.Б., Белоусов А.О. Оптимизация параметров зеркально-симметричного модального фильтра по двум критериям // Материалы Всерос. науч.-техн. конф. с междунар. участием студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2017», г. Томск, 10–12 мая 2017 (принята к публикации).

6. KukNew developments for improved simulation of interconnects based on method of moments / S.P. senko, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky, R.R. Ahunov, R.S. Surovtsev, V.K. Salov, Eg.V. Lezhnin // Advances in Intelligent Systems Research // Proc. of the 2015 Int. Conf. on Modeling, Simulation and Applied Mathematics (MSAM2015). August 23–24, 2015, Phuket, Thailand. P. 293–301.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ОРБИТАЛЬНЫХ ГРУППИРОВОК КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ РАДИОМОНИТОРИНГА ПО КРИТЕРИЮ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ

А. А. Есипенко¹, П. В. Семкин², В. Г. Сомов¹ (научный руководитель)

¹Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М. Ф. Решетнева 660037, г. Красноярск, пр.им. газеты Красноярский рабочий, 31 E-mail: psemkin@yandex.ru

² Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнева» 662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52 E-mail: psemkin@yandex.ru

Проведен сравнительный анализ орбитальных группировок космических аппаратов радиомониторинга на высоких и низких орбитах с точки зрения обеспечения точности определения местоположения источников радиоизлучений разностно-дальномерным методом.

В настоящее время в связи со значительной загрузкой радиочастотного спектра, а также наличием значительного количества несанкционированных источников радиоизлучений, особенно актуальной становиться задача определения местоположения источников радиоизлучений.

Перспективным подходом к решению задачи определения местоположения ИРИ из космоса является использование многопозиционных методов, в том числе разностнодальномерного метода определения местоположения.

Применение разностно-дальномерного метода определения координат потребует использования многопозиционной приемной системы, создаваемой на базе группировки космических аппаратов. При этом значительное влияние на характеристики системы оказывает баллистическое построение орбитальное группировки

Настоящая работа посвящена анализу точности определения местоположения ИРИ разностно-дальномерным методом в зависимости от баллистического построения.

Задачами данной работы являются:

- анализ факторов, влияющих на величину ошибки местоопределения;

- оценка влияния баллистического построения орбитальной группировки космических аппаратов на результирующую ошибку;

- получение предельно достижимых значений среднеквадратичного отклонения (СКО) местоположения для различных видов импульсных сигналов при выбранном баллистическом построении в зависимости от отношения сигнал-шум.

1 Анализ факторов, влияющих на точность определения местоположения ИРИ разностно-дальномерным методом

Точность определения местоположения ИРИ как ключевая характеристика космической системы радионаблюдения определяется большим количеством факторов. Рассмотрим общий подход к оценке точности и вклад каждого фактора.

Среднеквадратичное отклонение местоопределения ИРИ разностно-дальномерной системой определяется по следующей формуле:

$$\sigma_x = c \cdot \sigma_\tau \cdot G, \tag{1}$$

где с – скорость распространения радиоволн в свободном пространстве; σ_{τ} – погрешность разностно-временных измерений в двух пунктах наблюдения; G– геометрический фактор снижения точности.

Результирующая погрешность определения разности моментов времени прихода сигналов зависит от нескольких факторов определяется как:

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2 + \sigma_4^2 + \sigma_5^2} .$$
 (2)

Рассмотрим факторы, оказывающие влияние на погрешность разностновременных измерений.

Результирующая погрешность складывается из следующих составляющих:

1. Ошибка относительной синхронизации (расхождение) бортовых временных шкал различных КА БСГ от системы ГЛОНАСС – σ₁. По существующему в АО «ИСС» опыту летной эксплуатации бортовых систем автономной навигации и синхронизации составляет не более 1 нс.

2. Влияние неоднородностей нижнего слоя тропосферы – σ_2 . По литературным данным σ_2 [1] примерно равна 10 нс при положении ИРИ на краю зоны обзора и 1 нс в подспутниковом направлении.

3. Влияние предметов местности вблизи ИРИ (подстилающей поверхности) – σ_3 . Величина σ_3 оценивалась по экспериментальным данным, приведенным в [1]. Примем в последующих расчётах $\sigma_3 = 15$ нс.

4. Ошибка привязки момента прихода импульса к БШВ – σ_4 . Величина σ_4 составляет 5 нс.

5. Аппаратурная погрешность измерения времени прихода импульса – σ₅. Величина зависит от отношения сигнал/шум, полосы частот, в которой принимается сигнал.

Анализ вышеперечисленных факторов, влияющих на точность ОМП, показывает, что аппаратурная погрешность измерения времени прихода сигнала связана с параметрами сигнала – отношением сигнал/шум (излучаемой мощностью ИРИ) и шириной спектра сигнала. Расчет данной составляющей проводится по формуле:

$$\sigma_5 = \frac{1}{(c/w) \cdot \Delta f} \,. \tag{3}$$

Соответственно, при различных значениях данных параметров будет изменяться составляющая σ_5 и в целом результирующая погрешность разностно-временных измерений.

Проведем анализ влияния отношения сигнал/шум (излучаемой мощности ИРИ) на среднеквадратичное отклонение местоположения ИРИ разностно-дальномерной системой. Для проведения анализа зададим значения с/ш в диапазоне от 3 до 20 дБ с шагом 1 дБ и значения ширины спектра сигнала Δf в диапазоне от 10 до 40 МГц с шагом в 10 МГц.

2 Варианты построения орбитальной группировки космических аппаратов радиомониторинга

Влияние построения орбитальной группировки на точность определения местоположения ИРИ выражается в значении геометрического фактора снижения точности [2]. В связи с этим, целесообразно провести моделирование двух возможных случаев построения орбитальной группировки – группировка с КА на высокоэллиптической и геостационарной орбитах и группировка с КА на низких круговых орбитах. При этом для реализации разностно-дальномерного метода как в первом, так и во втором случае необходимо наличие трех КА в группировке.

Модель группировки с КА на высоких орбитах включает в себя два КА на высокоэллиптической орбите типа «Молния» и один КА на геостационарной орбите. Вторым вариантом построения орбитальной группировки является группировка с КА на низких круговых орбитах, образующих баллистически связанный кластер.

При этом два КА запускаются в одну орбитальную плоскость с разнесением по аргументу перигея, третий КА запускается в сопряженную орбитальную плоскость, разнесенную на 1,3 град. по долготе восходящего узла.

3 Анализ точности определения местоположения ИРИ орбитальной группировкой КА на высоких орбитах

Проведем анализ влияния отношения сигнал/шум на среднеквадратичное отклонение местоположения ИРИ для системы с 2 КА на ВЭО и 1 КА на ГСО.

Геометрический фактор снижения точности по результатам моделирования в такой системе будет равен ~1,5.

С учетом заданных значений с/ш и ширины спектра сигнала Δf составлен бюджет ошибок разностно-временных измерений и определена результирующая ошибка определения местоположения (см. рис. 1).



Рис. 1. Зависимость точности определения местоположения ИРИ методом РДМ от отношения сигнал/шум и ширины спектра сигнала

Анализ полученной зависимости говорит о том, что для высокоорбитальной орбитальной группировки КА на высоких орбитах зависимость от отношения сигнал/шум и ширины спектра сигнала не выражена и при значениях отношения сигнал/шум свыше 10 дБ практически отсутствует, значение СКО определения координат ИРИ составляет при этом не более 136 м.

4 Анализ точности определения местоположения ИРИ орбитальной группировкой КА на низких орбитах

Проведем анализ влияния отношения сигнал/шум на среднеквадратичное отклонение местоположения ИРИ для малобазовой группировки из 3 КА на низкой круговой орбите с базовым расстоянием 150 км между КА.

Среднее значение геометрического фактора снижения точности определения местоположения ИРИ по результатам моделирования составило 70. С учетом заданных значений с/ш и Δf составлен бюджет ошибок разностновременных измерений и определена точность определения местоположения ИРИ (см. рис. 2).





Анализ данной зависимости показывает, что:

для малобазовой группировки существует более выраженная зависимость СКО определения координат ИРИ разностно-дальномерным методом;

погрешность определения координат малобазовой группировкой при прочих равных условиях значительно выше погрешности определения координат у высоорбитальной системы.

Список литературы

1. Пространственно-временные искажения сантиметровых радиосигналов на наземных трассах распространения и их влияние на точность пассивных систем местоопределения : моногр. / В.П. Денисов и др.; под общ. ред. д-ра техн. наук, проф. В.П. Денисова. Томск : Изд-во Томск. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники, 2014. 502 стр.

2. Бакулев П.А., Сосновский А.А. Радионавигационные системы // Радиотехника. 2011. 267 с.

ВЕЙВЛЕТ-ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛОВ РАДИОЛОКАТОРА НА ФОНЕ ВЗВОЛНОВАННОЙ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ

П. А. Иванов, А. М. Голиков (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, ТУСУР E-mail: rts2_golikov@mail.ru

Радиолокационный мониторинг позволит оценить как волнение моря, так и наличие посторонних плавсредств в районе буровой платформы. В работе предлагается использовать вейвлет-фильтрацию сигнала по нескольким направлениям: кодирование и декодирование принимаемого изображения, с соответствующим сохранением качества и улучшением разрешающей способности графики применяемых в современных интерполяторах и аналогичными свойствами вейвлет-преобразований; использование для передачи видеоизображения современных видеоформатов, применяющих технологию вейвлет- и фрактал-преобразования.

Вейвлетное сжатие – общее название класса методов кодирования изображений, использующих двумерное вейвлет разложение кодируемого изображения или его частей. Обычно подразумевается сжатие с потерей качества. Вейвлеты дают информацию об основных пространственных и частотных характеристиках изображений, в отличие от обычного преобразование Фурье, которое выявляет лишь дает информацию о частотных характеристиках изображения.

Вейвлеты обладают рядом интересных общих свойств:

- 1. Разделимость, масштабируемость и переносимость.
- 2. Кратномасштабная совместимость
- 3. Ортогональность

У каждого вейвлета есть свое имя, название. (Haar, Doubechies, Coyflets – некоторые из них) [1, 2]. Алгоритм Вейвлет-обработки изображения можно свести к построению фильтров вейвлетной декомпозиции и реконструкции.



Рис. 1. Ассоциотивное приближение декомпозиции

Подобно преобразованию Фурье, вейвлетные преобразования могут применяться при решении задач широкого спектра, от обнаружения контуров и до сглаживания изображений. В данном проекте используется фильтрация радиолокационного сигнала.

Радиолокационный сигнал представлен в виде монохромного изображения (рис. 2).

Для обработки данного сигнала используем программный пакет MATLAB.

На рис. 3. представлено считанное изображение с применением гистограммной эквализации, которая увеличивает динамический диапазон уровня яркости. На изображении отчетливо видны шумы.



Рис. 2. Отображение сигнала на индикаторе РЛС



Рис. 3. Считанное изображение (обработанное)

Обработка радиолокационного изображения будет произведена несколькими Вейвлет-функциями. В дальнейшем будет выбрана наилучшая из них.

Исследуемые Вейвлет функции: Хаара, Добеши, Симлета, Биортогональная, Антонии-Добеши.

Преобразование Хаара является простейшим вейвлетным преобразованием, однако уже на этом простом примере обнаруживаются замечательные свойства этих преобразований. Оказывается, что поддиапазоны низкого уровня состоят из несущественных особенностей изображения, поэтому их можно смело квантовать и даже отбрасывать. Это дает хорошее сжатие с частичной потерей информации, которая, однако не отразится на качестве восстановленного образа. Реконструкция образа делается очень быстро с минимальной потери качества [2].

Наилучшая фильтрация достигалась при фильтрации функцией Хаара. На рис. 4 представлен ее результат.



Рис. 4. Гистограммная эквализация изображения после фильтрации функцией Хаара

Вейвлет-фильтрация позволяет добиться наилучших результатов отображения, по сравнению с другими методами.

Графики сигналов при большом количестве сканирований радиолокатора (разные цвета) представлены ниже.

В данной работе были использованы данные, полученные в относительно хорошую погоду, крупных хребтов волн выявлено не было. Фильтрация, ориентированная на определенный тип волн не проводилась, вместо нее была проведена «общая» фильтрация.



Рис. 5. Десять циклов развертки по дальности радиолокатора безфильтрации сигнала



Рис. 6. Десять циклов развертки по дальности радиолокатора без фильтрации сигнала после фильтрации функцией 'haar'

Для анализа фильтрации были выбраны следующие Вейвлет-функции: Хаара ('haar'); Добеши 4-го порядка ('db4'); Симлета 4-го порядка('sym4'); Биортогональная Коэн-Добеши-Фиавиа ('bior6.8'); Антонини-Барлад-Матье-Добеши ('jpeg9.7').

Наилучший результат был достигнут при использовании функции Симлета 4-го порядка('sym4'). Оценка проводилась по величине отношения сигнал/шум. В целях увеличения точности результатов, измерения были произведены на первых десяти полных оборотов РЛС.

Список литературы

1. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде МАТLAB. М.: Техносфера, 2006. 616 с.

2. Уэлетид С. Фракталы и вейвлеты для сжатия изображений в действии. М.: Изд-во Триумф, 2003. 320 с.

НЕЙРОСЕТЕВАЯ ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ РЕЧНОГО РАДИОЛОКАТОРА

М. Д. Медведев, А. М. Голиков (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, ТУСУР E-mail: rts2 golikov@mail.ru

При помощи совместной системы вейвлет-фильтрации сигналов и нейросетевой обработки изображений радиолокатора можно увеличить качество и четкость отображения объектов на индикаторе радиолокационной станции, увеличить максимальную дальность обнаружения и распознавания малоразмерных объектов. Так же можно внедрить эту систему в РЛС «Река» научно-производственной фирмы МИКРАН.

Трехэтапный метод обработки:

1 этап. Предобработка.

Данный этап включает в себя мультипликативную подстройку яркости исходного изображения

2 этап. Локальная обработка с помощью искусственной нейронной сети.

3 этап. Автонастройка уровней.

Алгоритм автоматической настройки уровней яркости заслуживает внимание благодаря своему качеству и скорости работы. Согласно этому алгоритму, каждый цветовой канал изображения обрабатывается отдельно [1, 2].

Радиолокационные изображения РЛС «Река» до и после нейросетевой обработки



Рис. 1. Изображение РЛС «Река» до обработки

Рис. 2. Результаты обработки трехэтапным методом

Совместная вейвлет-фильтрация сигнала и нейронная обработка изображения РЛС после фильтрации позволяет улучшить технические характеристики радара [3].

Обработке подверглось 200 измерений разности дальностей (до и после нейронной обработки) и для лучшего восприятия данных, была построена гистограмма (распределение) разностей дальностей, где по оси ОХ отложены равные промежутки по дальности ΔR , по оси ОУ – распределение вероятностей в % (рис. 3).

Гистограмма показывает, что после нейронной обработки изображений РЛС, дальность обнаружения, в среднем, увеличивается на 55 м.



Рис. 3. Гистограмма результатов измерений разности дальностей обнаружения с нейросетевой обработкой и без нее

Был предложен трехэтапный метод быстрой нейронной обработки цифровых изображений. Этот способ позволяет улучшить обработку изображений. Сравнение трехэтапной обработки изображений (предобработка + HC + автонастройка уровней) с рядом существующих подходов показало ее применимость для повышения качества изображений, но только при обработке изображений ландшафтов Земной поверхности.

Была поставлена задача достичь максимального улучшения качества изображения на индикаторе РЛС, путем использования совместной системы вейвлет-фильтрации сигнала и нейронной обработки изображения, что должно привести к увеличению максимальной дальности обнаружения и улучшению разрешающей (по углу) способности РЛС.

Рассмотрен по пиксельный метод обработки изображений, который является лучшим среди представленных. Проведя испытания по дальности обнаружения, можно подвести итог, что попиксельная обработка изображений на много лучше трехэтапной. Исходя из гистограммы видно, что после обработки дальность обнаружения, в среднем, увеличилась на 55 м.

Список литературы

1. Микран. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.micran.ru/ (Дата обращения 20.11.2016 г.).

2. Уэлетид С. Фракталы и вейвлеты для сжатия изображений в действии: учеб. пособие. М.: Издво Триумф, 2003. 320 с.

3. Головко В.А. Нейроинтеллект: Теория и применения. Кн. 1. Организация и обучение нейронных сетей с прямыми и обратными связями. Брест: БПИ, 1999. 260 с.

ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА ВЫЧИСЛЕНИЯ МАТРИЦЫ ПОГОННЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ МНОГОПРОВОДНОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ В СИСТЕМЕ TALGAT

Р. Р. Мусабаев, Е. В. Лежнин, С. П. Куксенко (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, ТУСУР E-mail: rustam-koktem@mail.ru

Рассматривается вычисление матрицы погонных сопротивлений многопроводной линии передачи. Выполнена реализация алгоритма вычисления этой матрицы в системе TALGAT. Приведены результаты тестирования для одиночной и связанных микрополосковых линий. Показана согласованность результатов.

Радиоэлектронная аппаратура (РЭА) всё больше используется в самых различных сферах инфраструктуры современного общества, в том числе в управлении критичными системами в военной, атомной, транспортной и космической отраслях. Проводится много исследований, в которых моделируются устройства защиты на связанных линиях, например, модальные фильтры, для которых выявлено сильное влияние потерь на амплитуду сигнала на выходе [1]. Между тем точная оценка потерь в проводниках, в общем случае отрезка многопроводной линии передачи (МПЛП), описываемая его матрицей **R**, остается сложным вопросом. Обзор подходов к ее вычислению [2] показал целесообразность использования метода, предложенного в работе [3].

Цель данной работы – представить программную реализацию алгоритма [4] вычисления матрицы погонных сопротивлений МПЛП в системе TALGAT [5] и первые результаты ее тестирования.

Реализация алгоритма

Выполнена реализация алгоритма вычисления матрицы **R** [4]. Там, где требуется вычислить матрицу L используются функции системы TALGAT [5].

В алгоритме применяется расширение границ проводника на величину Δn , которое реализовано программно. Для этого задаётся пользовательское значение Δn , либо используется значение Δn по умолчанию, равное 0,1 от минимального параметра структуры. Для вычисления значения по умолчанию выполняется поиск границы с минимальной длиной, значение минимального параметра приравнивается к значению минимальной границы.

Чтобы расширить проводник *i*, где *i* = 1, 2, ..., *N*, *N* – число проводников МПЛП, используется масштабирование относительно центра проводника, которое преобразует координаты проводника $p_{1,i}$; $p_{2,i}$; ...; $p_{M,i}$; где M – число координат проводника *i* в координаты $p_{1,i}'$; $p_{2,i}'$; ...; $p_{N,i}'$ таким образом, чтобы получить проводник, увеличенный на Δn со всех сторон. Для этого вычисляются коэффициенты масштабирования:

$$f_{i}^{x} = \frac{l_{i}^{x} + 2\Delta n}{l_{i}^{x}}; \quad f_{i}^{y} = \frac{l_{i}^{y} + 2\Delta n}{l_{i}^{y}}, \tag{1}$$

где l_i^x ; l_i^y – ширина и толщина проводника *i*.

Далее вычисляется центральная координата проводника $p_{c,i}$ и составляется матрица преобразования:

$$\begin{array}{cccccccc}
f_i^x & 0 & 0 \\
0 & f_i^y & 0, \\
p_{c,i}^x(1-f_i^x) & p_{c,i}^y(1-f_i^y) & 1
\end{array}$$
(2)

где $p_{c,i}^{x}$ и $p_{c,i}^{y}$ – составляющие x и y координаты $p_{c,i}$.

Матрица преобразования может быть применена следующим образом:

$$p_{j,i}^{x} = f_{i}^{x} p_{j,i}^{x} + p_{c,i}^{x} (1 - f_{i}^{x});$$

$$p_{j,i}^{y} = f_{i}^{y} p_{j,i}^{y} + p_{c,i}^{y} (1 - f_{i}^{y}),$$
(3)

где *j* = 1, 2, ..., *M*.

Для расширения границ проводника необходимо применить матрицу преобразования (2) к каждой координате проводника. Расширение границы бесконечной земли выполняется смещением всех границ структуры к линии бесконечной земли на Δn .

Тестирование алгоритма

Выполнена апробация реализованного алгоритма на примере одиночной микрополосковой линии (МПЛ) с параметрами из работы [4], поперечное сечение которой приведено на рис. 1, *a*, где w = h = 2 мм, t = 0,5 мм. Результаты представлены в табл. 1.



Рис. 1. Примеры одиночной (а) и связанных (б) МПЛ [4]

Таблица 1

Значение R для одиночной МПЛ при различной сегментации, полученное при возмущении проводников на Δn. Сравнение ручного и программного вычислений

	<i>R</i> , Ом/м							
Δn , мкм		Ручное в	ычисление		Программное вычисление			
	50 мкм	25 мкм	12,5 мкм	6,25 мкм	50 мкм	25 мкм	12,5 мкм	6,25 мкм
0,1	9,12403	9,12403	8,91667	9,12403	9,08166	9,08293	9,08344	9,08364
1	9,06182	9,08256	9,06182	9,08256	9,076	9,07727	9,07777	9,07797
10	9,02035	9,02865	9,0245	9,0245	9,02028	9,02151	9,022	9,02219
100	8,55337	8,54715	8,54445	8,54362	8,54131	8,54224	8,54261	8.54276

Анализ данных табл. 1 показывает, что сегментация слабо влияет на значение **R**. Влияние значения Δn также мало (за исключением его максимального значения). Сравнение ручного и программного вычислений показывает, что программная реализация в системе TALGAT выполнена корректно.

Также было выполнено сравнение полученных результатов для связанных МПЛ с параметрами из работы [3]. Поперечное сечение приведено на рис. 1, δ , где $w_1 = 10$ мм, $w_2 = s_{12} = h = 5$ мм и t = 1 мм. Результаты представлены в табл. 2–4. Из полученных данных также можно сделать вывод, что сегментация и Δn почти не влияют на значения элементов **R**. Программная реализация также корректна.

Таблица 2

Значение R11 для связанных МПЛ при различной сегментации, полученное при возмущении проводников на Δn. Сравнение ручного и программного вычислений

	<i>R</i> ₁₁ , Ом/м							
Δn , мкм	Ручі	ное вычисле	ение	Программное вычисление				
	50 мкм	25 мкм	12,5 мкм	50 мкм	25 мкм	12,5 мкм		
0,1	2,48837	2,28101	2,48837	2,45833	2,45849	2,45855		
1	2,46764	2,4469	2,4469	2,45792	2,45808	2,45814		
10	2,45519	2,45312	2,45312	2,45382	2,45398	2,45404		
100	2,41642	2,416	2,4158	2,41547	2,41561	2,41566		

Таблица 3

	<i>R</i> ₂₂ , Ом/м						
Δn , мкм	Руч	ное вычисле	ние	Программное вычисление			
	50 мкм	25 мкм	12,5 мкм	50 мкм	25 мкм	12,5 мкм	
0,1	3,73256	3,73256	3,73256	3,79811	3,79836	3,79846	
1	3,79477	3,79477	3,79477	3,79701	3,79725	3,79735	
10	3,78647	3,78855	3,78647	3,78604	3,78628	3,78638	
100	3,6859	3,68487	3,68445	3,6838	3,68401	3,68409	

Значение R_{22} для связанных МПЛ при различной сегментации, полученное при возмущении проводников на Δn . Сравнение ручного и программного вычислений

Таблица 4

Значение R12, R21 для связанных МПЛ при различной сегментации, полученное при возмущении опорного проводника на Δn. Сравнение ручного и программного вычислений

	<i>R</i> ₁₂ , <i>R</i> ₂₁ Ом/м						
Δn , мкм	Ручное вычисление			Программное вычисление			
	50 мкм	25 мкм	12,5 мкм	50 мкм	25 мкм	12,5 мкм	
0,1	0,35252	0,37326	0,37326	0,363796	0,363808	0,363812	
1	0,36289	0,36289	0,36496	0,363798	0,36381	0,363814	
10	0,36372	0,36392	0,36392	0,36382	0,363832	0,363836	
100	0,36403	0,36403	0,36405	0,364027	0,364038	0,364043	

Таким образом, можно сделать вывод, что алгоритм [4], реализованный в системе TALGAT, дает приемлемые результаты для **R**. Его дальнейшее использование представляется возможным.

Программная реализация выполнена в рамках государственного задания № 8.9562.2017/БЧ Минобрнауки России. Тестирование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №14-19-01232) в ТУСУРе.

Список литературы

1. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р., Калимулин И.Ф. Новые решения для обеспечения электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата: моногр. Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2016. 288 с.

2. Мусабаев Р.Р., Заболоцкий А.М. Способы вычисления матрицы погонных сопротивлений многопроводной линии передачи // XII Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления» (ЭССУ-2016). Томск. 16–18 нояб. 2016 г. Т. 1. С. 215–219.

3. Matthaei G.L., Chinn G.C. Approximate calculation of the high-frequency resistance matrix for multiple coupled lines // Microwave Symposium Digest. 1992. P. 1353–1354.

4. Мусабаев Р.Р. Алгоритм вычисления матрицы погонных сопротивлений многопроводной линии передачи // Научная сессия ТУСУР–2017: материалы Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 10–12 мая 2017 г. Принято к публикации.

5. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Докл. Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2015. № 2 (36). С. 45–50.

КОЭФФИЦИЕНТ КОРРЕЛЯЦИИ ЭХОСИГНАЛОВ ПРИ СКАНИРОВАНИИ НЕОДНОРОДНОЙ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ

М. В. Орешкина, А. В. Киселев (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет 630073, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20 E-mail: oreskina.m@yandex.ru

Получены выражения для коэффициента корреляции между эхосигналами от двух неоднородных участков земной поверхности, имеющих область пересечения. При этом учтены флуктуации сигналов за счет движения антенны, а так же вследствие взаимного перемещения отдельных отражателей, образующих земной покров.

Формирование радиолокационных эхо-сигналов включает в себя моделирование отражений, как от цели обнаружения, так и от окружающих ее объектов, одним из которых является земная поверхность. Поскольку отраженный от участка поверхности сигнал является случайным процессам, при его описании используются статистические параметры, такие как функция распределения мгновенных значений и корреляционная функция [1].

Как известно, функция распределения является нормальной [1,2]. Корреляционная функция определяется скоростью сканирования антенны и доплеровскими флуктуациями отражений от покровов поверхности.

При этом в литературе не рассмотрен важный для практического применения случай, соответствующий попаданию в луч антенны одновременно двух и более покровов.

Цель данной работы – получить соотношения для корреляционной функции при сканировании неоднородной земной поверхности.

Представим поверхность земли как совокупность элементарных отражателей. В таком случае сигнал, приходящий от участка поверхности, находящегося на линии постоянной дальности, можно описать как сумму эхосигналов от каждой точки, взвешенных диаграммой направленности антенны [1,2]:

$$S_1(\alpha_0) \sim \lim_{N \to \infty} \sum_{i=0}^N F(\alpha_i - \alpha_0) \cdot \sigma(\alpha_i - \alpha_0) \cdot e^{j \cdot \phi_i},$$

где α_0 – положение оси ДНА по азимуту; α_i – азимутальная координата точки; N – количество точек; $F(\alpha_i)$ – произведение коэффициентов усиления передающей и приемной антенн в направлении α_i ; $\sigma(\alpha_i)$ – значение удельной эффективной поверхности обратного рассеяния покрова земли (сокращенно УЭПР); φ_i – случайная фаза с которой сигнал приходит от точки, визируемой под углом α_i .

В таком случае сигнал, приходящий на вход приемника, при смещении ДН на угол *Δ*α можно представить в виде:

$$S_2(\alpha_0, \Delta \alpha) \sim \lim_{N \to \infty} \sum_{i=0}^N F(\alpha_i - \alpha_0 - \Delta \alpha) \cdot \sigma(\alpha_i - \alpha_0) \cdot e^{j \cdot \phi_i}.$$
 (1)

Земной покров под воздействием ветра можно представить совокупностью подвижных точек. Мгновенные значения сигналов отраженных от каждой из них в разные моменты времени, имеют взаимный коэффициент корреляции, зависящий от типа покрова, силы ветра и периода повторений зондирующих импульсов [3]. Обозначим коэффициент межпериодной корреляции отсчетов доплеровских флуктуаций эхосигнала от *i*-й точки – $r(a_i)$ (отсчетов, взятых с темпом, равным периоду повторения зондирующих импульсов РЛС).

Тогда, применяя метод линейных преобразований, найдем взаимную корреляцию между сигналами *S*₁ и *S*₂:

$$R(\alpha_0, \Delta \alpha) \sim \int F(\alpha - \alpha_0) \cdot F(\alpha - \alpha_0 - \Delta \alpha) \cdot \sigma^2(\alpha - \alpha_0) \cdot r(\alpha - \alpha_0) \cdot d\alpha.$$
(2)

УЭПР на протяжении покрова одного типа остается постоянной. Поэтому

$$\sigma(\alpha) = \begin{cases} \sigma_1, a_1 < \alpha < b_1, \\ \sigma_2, a_2 < \alpha < b_2, \\ \dots \\ \sigma_M, a_M < \alpha < b_M, \end{cases}$$
(3)

где σ_m – УЭПР *m*-ого покрова; a_m и b_m – координаты начала и конца участка, который занимает *m*-й покров; *M* – количество покровов.

При постоянном периоде повторения зондирующих импульсов, можно записать:

$$r(\alpha) = \begin{cases} r_{1}, a_{1} < \alpha < b_{1}, \\ r_{2}, a_{2} < \alpha < b_{2}, \\ \dots \\ r_{M}, a_{M} < \alpha < b_{M}, \end{cases}$$
(4)

где r_m – коэффициент межпериодной корреляции отсчетов доплеровских флуктуаций эхосигналов от *m*-ого покрова.

Подставив (3), (4) в (2), получим:

$$R(\alpha_0,\Delta\alpha)\sim\sum_{m=1}^M r_m\cdot\sigma_m^2\cdot\int_{a_m}^{b_m}F(\alpha-\alpha_0)\cdot F(\alpha-\alpha_0-\Delta\alpha)\cdot d\alpha.$$

Соответственно, нормированный коэффициент корреляции равен:

$$r(\alpha_0, \Delta \alpha) \sim \frac{R(\alpha_0, \Delta \alpha)}{\sqrt{D(\alpha_0) \cdot D(\alpha_0, \Delta \alpha)}},$$
(5)

где *D* – дисперсии сигналов, равные

$$D(\alpha_0) \sim \sum_{m=1}^M \sigma_m^2 \cdot \int_{a_m}^{b_m} F^2(\alpha - \alpha_0) \cdot d\alpha;$$

$$D(\alpha_0, \Delta \alpha) \sim \sum_{m=1}^M \sigma_m^2 \cdot \int_{a_m}^{b_m} F^2(\alpha - \Delta \alpha - \alpha_0) \cdot d\alpha.$$

Для подтверждения полученных результатов был проведен численный эксперимент. Смоделированы отражения от порядка 1000 точек. Главный лепесток ДН моделировался функцией вида $cos^2(\alpha)$. Обработка результатов моделирования показала, что значения коэффициентов корреляции, полученные с помощью численного моделирования и с помощью формулы (5) совпадают с точность до сотых долей.

Таким образом, получены выражения для расчета коэффициента корреляции между сигналами, принятыми при разных положениях антенны, с учетом неоднородности и нестатичности земного покрова. Они могут быть использованы при моделировании эхосигналов РЛС с учетом декорреляции сигналов за счет движения антенны и доплеровских флуктуаций.

Список литературы

1. Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986. 288 с.

2. Мельник Ю.А., Зубкович С.Г., Степаненко В.Д. Радиолокационные методы исследования Земли. М.: Сов. радио, 1980. 264 с.

3. Бакулев П.А. Радиолокация движущихся целей. М.: Сов. радио, 1964. 338 с.

ПЕРЕДАЧА ТЕЛЕГРАФНОЙ ИНФОРМАЦИИ ПО НИЗКОСКОРОСТНЫМ ЦИФРОВЫМ КАНАЛАМ

А. М. Пойлова, Г. В. Никонова (научный руководитель)

Омский государственный технический университет 644050, Российская Федерация, г. Омск, пр-т Мира, д. 11 E-mail: Poylova9393@mail.ru

Разработано устройство сопряжения телеграфных каналов для передачи телеграфной информации по низкоскоростным цифровым каналам. Устройство работает со стартстопными телеграфными аппаратами и телеграфными станциями на невысоких скоростях. Предусмотрена возможность работы с асинхронными цифровыми каналами с небольшими синхронными искажениями в телеграфных каналах. В среде схемотехнического моделирования MultiSIM построена модель формирователя выходного телеграфного сигнала повышенной мощности.

При использовании кабельных линий связи цифровые сигналы передаются в основной полосе частот с использованием линейного кодирования. Местоположение регенератора и обработка цифрового сигнала в нем выбираются так, чтобы обеспечить требуемую помехоустойчивость при минимизации затрат на создание цифрового тракта. Передача данных может осуществляться для самых разных целей: телефонные переговоры, как в режиме с коммутацией каналов, так и с использованием интернеттехнологий. Для всех этих применений канал остается примерно одинаковым. Задачей передающей части оконечного оборудования является дискретизация аналоговых речевых сигналов, временное объединение полученных дискретов их квантование; и кодирование. На выходе квантователя сигнал имеет такую же структуру, как и сигнал данных. Поэтому возможно объединение телефонных сообщений и данных. На приемном конце осуществляются обратные преобразования (разъединение сигналов, восстановление дискретов по линейному коду, и их цифроаналоговое преобразование) [1].

Устройство сопряжения телеграфных каналов (УСТК) разработано с целью передачи телеграфной информации по низкоскоростным цифровым каналам.

УСТК работает со стартстопными телеграфными аппаратами и телеграфными станциями на скоростях 50 бод, 200 бод, 600 бод с биполярными посылками ± 20 В и ± 60 В.

Предусмотрена возможность работать с асинхронными цифровыми каналами на скоростях от 1,2 кбит/с до 9,6 кбит/с и обеспечивать синхронные искажения в телеграфных каналах не более 5 % длительности телеграфной посылки. Допускается увеличение величины синхронных искажений до ± 12 % при снижении коэффициента ошибок в канале до 10^{-3} .

Приемный тракт УСТК работает при напряжениях телеграфных посылок в пределах от ± 5 В до ± 60 В на нагрузке не более 510 Ом [2].

Биполярное напряжение на выходе телеграфных цепей передачи УСТК по постоянному току ± 20 В и ± 3 В или ± 60 В и ± 9 В на номинальной нагрузке 1000 ± 100 Ом. Разность напряжений отрицательной и положительной полярностей не превышает 7 % от значения выходного напряжения. Коэффициент пульсаций напряжения в телеграфных цепях передачи не превышает 3 % на нагрузке 1000 Ом.

Цепи телеграфного сигнала передачи выдерживают короткое замыкание линии и встречное включение батареи напряжением ±60 В с внутренним сопротивлением 500 Ом.

Также в устройстве обеспечивается возможность организации шлейфа по телеграфным каналам (соединение цепей передачи и приема), индикация и регулировка величины «преобладания» (разности длительностей биполярных посылок) с точностью ±5 % от номинальной длительности. Предусмотрена пороговая индикация преобладаний в телеграфном канале: более ±5 % красный, менее ±5 % зеленый.

В УСТК обеспечивается оптическая индикация состояния телеграфной линии и цифрового канала. Имеется возможность загрузки цифрового канала тестовым сигналом в отсутствии телеграфного сигнала.

Имеется ручная (автоматическая) установка скорости работы по телеграфным линиям.

Электропитание устройства осуществляется напряжением 27 В ± 10 % без заземления полюсов в блоке. Напряжение и напряженность поля радиопомех УСТК соответствует требованиям ГОСТ РВ 25.803–91.

Проведено схемотехническое моделирование модуля формирования выходного телеграфного сигнал повышенной мощности [3]. В данном случае решается проблема получения аналоговых сигналов с уровнем выше допустимого напряжения питания типовых ОУ, что обычно бывает затруднительно. Существующие высоковольтные ОУ, не всегда могут подойти по некоторым параметрам (точности, быстродействию). Существуют способы получения амплитуды сигнала большей, чем того позволяют ОУ. Рассмотренный ниже усилитель позволяет получить выходное напряжение более ±70 В [4].

Принципиальная схема усилителя повышенной мощности показана на рис. 1.



Рис. 1. Схема модуля формирования выходного телеграфного сигнала

Используется съем сигнала с выводов питания ОУ. Транзисторы Q4 и Q5, включенные с общей базой, обеспечивают напряжение питания ОУ близкое к потенциалам их баз. Базы транзисторов подключены к источнику питания аналоговой части схемы, в данном случае ±5 В. Так как схема с общей базой имеет коэффициент передачи тока близкий к единице, ток питания ОУ будет протекать по резисторам R5, R1, R2, R4. Выделяющееся на резисторах R5 и R4 напряжение поступает на выходной каскад, собранный по схеме ОЭ на транзисторах Q2 и Q6. Постоянный ток потребления ОУ обеспечивает ток покоя выходного каскада

Номиналы схемы подобраны так, что выходной ток будет ограничен на безопасном уровне. Благодаря резисторам R1 и R2 ток через R5 и R4 будет ограничен на уровне примерно 3 мА. Соответственно, ток выходного каскада будет ограничен на уровне примерно 4 мА (задается соотношением R5 и R8, R4 и R9). Резисторы R6 и R7 предотвращают защелкивание схемы после короткого замыкания выхода в случае маломощного источника питания. Коэффициент передачи усилителя задается резисторами R11, R3 [4].



Рис. 2. Сигнал формирователя выходного телеграфного сигнала

УСТК выполнено в виде автономного устройства предназначенного для работы в составе стационарных и подвижных объектов связи и управления.

Также устройство имеет блочно-модульную конструкцию с типовым элементом замены на два телеграфных канала. Телеграфные и канальные цепи выведены на разные разъемы.

Список литературы

1. Курицын С. А. Телекоммуникационные технологии и системы. Учебное пособие для студентов высших учебных заведений. М.: Изд. центр «Академия», 2008. 304 с.

2. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2003. 608 с.

3. Никонова Г.В. Моделирование электронных узлов в MULTISIM: учеб. пособие. М-во образования и науки РФ, ГОУ ВПО Омский гос. техн. ун-т. Омск, 2010. 86 с.

4. Ридико Л.И. Высоковольтный усилитель.http://digit-el.com/files/circuits/hvamp/hvamp.html

НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ ПРИ ДИСТАНЦИОННОМ ЗОНДИРОВАНИИ МЕТЕООБРАЗОВАНИЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫМ СПОСОБОМ

А. С. Рудометова, Е. В. Масалов (научный руководитель)

Томский университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40 E-mail: nastyarydi@mail.ru

В настоящее время оценка метеорологического состояния атмосферы представляет важную задачу для различных отраслей хозяйственной деятельности. Остается еще много нерешенных вопросов, связанных с оцениванием измерения интенсивности осадков, и с применением поляризационных оценок в алгоритме распознавания опасных явлений. Однако наибольший интерес вызывает случай, когда появляется фазовый сдвиг между ортогональными компонентами облучающего сигнала в зондируемом метеообъеме.

Наряду с воздействием дифференциального ослабления $\Delta \alpha$ и дифференциального фазового сдвига $\Delta \Phi$, характеристики зондируемого метеообъема содержит его матрица рассеяния, которая может быть записана следующим образом:

$$S = 0,5(\lambda_1 + \lambda_2) \begin{bmatrix} 1 & 0\\ 0 & 1 \end{bmatrix} + 0,5(\lambda_1 - \lambda_2) \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta\\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix},$$
(1)

и преобразована к виду:

$$S = 0,5(\lambda_1 + \lambda_2) \left\{ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \mu \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix} \right\},$$
(2)

где λ_1 , λ_2 – собственные числа матрицы рассеяния; θ – угол ориентации собственного базиса метеообъекта относительно измерительного; $\mu = \frac{\lambda_1 - \lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2} = \frac{1 - \rho}{1 + \rho}$ – степень поляризационной анизотропии метеообъекта; $\rho = \frac{\lambda_2}{\lambda_1}$, где $\lambda_1 \ge \lambda_2$.

При использовании сигналов круговой поляризации в метеорологических радиолокаторах рассмотрим случай, когда зондируемый метеообъект облучается круговой поляризацией одного направления вращения (например, правой), а принимаются сигналы как с той же круговой поляризацией, так и с противоположным направлением вращения.

Оценим амплитуды принимаемых сигналов в указанных выше случаях, используя следующие соотношения, с учетом выражений (1) и (2):

$$\begin{split} \vec{E}_{R} &= \begin{bmatrix} 1 & -j \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} 1 & -j \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0,5(\lambda_{1} + \lambda_{2}) \left\{ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \mu \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix} \right\} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix} \\ &\quad \vec{E}_{L} = \begin{bmatrix} 1 & j \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} 1 & j \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0,5(\lambda_{1} + \lambda_{2}) \left\{ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \mu \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix} \right\} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix}. \end{split}$$

Тогда, поделив эти выражения, получим оценку степени поляризационной анизотропии. Указанная оценка степени анизотропии будет адекватной в случае, когда осуществляется зондирование переднего фронта метеообразования. По мере распространения радиолокационного сигнала к периферии метеообразования нужно учитывать дифференциальное ослабление $\Delta \alpha$ и дифференциальный фазовый сдвиг $\Delta \Phi$. Однако представляет интерес и тот случай, когда зондируемый метеообъем вносит непосредственный фазовый сдвиг $\Delta \phi$ между ортогональными компонентами облучающего сигнала. В этом случае матрица рассеяния может быть записана в виде:

$$S = 0,5(\lambda_1 + \lambda_2 e^{j\Delta\varphi}) \begin{bmatrix} 1 & 0\\ 0 & 1 \end{bmatrix} + 0,5(\lambda_1 - \lambda_2 e^{j\Delta\varphi}) \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta\\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix}.$$
 (3)

В этом случае, осуществляя операции, аналогичные описанным ранее, получим следующие выражения для амплитуд принимаемых сигналов:

$$\vec{E}_R = \dot{\lambda}_1 - \dot{\lambda}_2 = \sqrt{\lambda_1^2 - 2\lambda_1\lambda_2\cos\Delta\varphi + \lambda_2^2}e^{j\delta 1},\tag{4}$$

$$\dot{E}_{L} = \dot{\lambda}_{1} + \dot{\lambda}_{2} = \sqrt{\lambda_{1}^{2} + 2\lambda_{1}\lambda_{2}\cos\Delta\varphi + \lambda_{2}^{2}e^{j\delta^{2}}},$$
(5)

где $\delta 1 = \operatorname{arctg}\left(-\frac{\lambda_2 \sin \Delta \varphi}{\lambda_1 - \lambda_2 \cos \Delta \varphi}\right) - 2\theta$, $\delta 2 = \operatorname{arctg}\left(\frac{\lambda_2 \sin \Delta \varphi}{\lambda_1 + \lambda_2 \cos \Delta \varphi}\right) - 2\theta$. Тогда поляризационное отношение будет иметь вид:

$$\frac{\vec{E}_R}{\vec{E}_L} = \frac{\dot{\lambda_1} - \dot{\lambda_2}}{\dot{\lambda_1} + \dot{\lambda_2}} = \frac{\sqrt{\lambda_1^2 - 2\lambda_1 \lambda_2 \cos \Delta \varphi + \lambda_2^2}}{\sqrt{\lambda_1^2 + 2\lambda_1 \lambda_2 \cos \Delta \varphi + \lambda_2^2}} e^{j(\delta 1 - \delta 2)}.$$
(6)

Поделим в выражении (6) в амплитуде и фазе на λ_1^2 . Тогда, учитывая, что $\rho = \frac{\lambda_2}{\lambda_1}$, запишем выражение для модуля поляризационного отношения (6):

$$Z_{CDR} = \left| \frac{\vec{E}_R}{\vec{E}_L} \right| = \frac{\sqrt{1 - 2\rho \cos \Delta \varphi + \rho^2}}{\sqrt{1 + 2\rho \cos \Delta \varphi + \rho^2}}.$$
(7)

Использование параметра электрического фактора ρ в данном случае представляется целесообразным, поскольку существует однозначная практически линейная связь между электрическим фактором и геометрическим $\rho_{\Gamma} = \frac{b}{a}$. Здесь b – малая полуось, a – большая полуось эллипсоида вращения, которым аппроксимируется форма дождевой капли. Геометрический фактор ρ_{Γ} практически линейно связан с эквивалентным диметром капли. Указанные соотношения позволяют оценить интенсивность осадков по измеренной величине Z_{CDR} , определенной выражением (7).



Рис. 1. Графики зависимости величины Z_{CDR} от параметра электрического фактора ρ при различных фиксированных значениях фазового сдвига $\Delta \phi$: $1 - \Delta \phi = 0^{\circ}$; $2 - \Delta \phi = 11,25^{\circ}$; $3 - \Delta \phi = 22,5^{\circ}$; $4 - \Delta \phi = 33,75^{\circ}$; $5 - \Delta \phi = 45^{\circ}$; $6 - \Delta \phi = 55,25^{\circ}$; $7 - \Delta \phi = 67,5^{\circ}$; $8 - \Delta \phi = 78,75^{\circ}$; $9 - \Delta \phi = 90^{\circ}$

Графики зависимости величины Z_{CDR} от параметра электрического фактора ρ при различных фиксированных значениях фазового сдвига $\Delta \phi$ представлены на рис. 1.

Физически существующие размеры капель обуславливаются изменением степени анизотропии μ от 0 до 0,33. Для электрического фактора формы этот диапазон соответствует значениям ρ от 0,5 до 1.

Из рис. 1 видно, что адекватная оценка анизотропных свойств метеообъекта имеет место только в случае, когда $\Delta \varphi = 0^{\circ}$. По мере увеличения $\Delta \varphi$ между ортогональными компонентами наблюдается уменьшение (по модулю) величины Z_{CDR} в дБ. В крайнем случае, когда $\Delta \varphi = 90^{\circ}$, отношение Z_{CDR} от величины ρ не зависит (кривая 9).

Таким образом, появление фазового сдвига $\Delta \varphi$, вносимого метеообъектом, приводит к существенному отличию Z_{CDR} от истинного значения, которое будет составлять примерно 20 дБ при $\rho=1$ и порядка 10 дБ при $\rho=0,5$.

Список литературы

1. Масалов Е.В., Янов С.В. Влияние среды, заполненной гидрометеорами, на оценку дифференциальной радиолокационной отражаемости // Доклады ТУСУРа. Ч. 6. Май 2011. С. 295–297.

2. Теория и практика поляризационных изменений в метеорологической радиолокации [Электронный ресурс] / Б.М. Вовшин, И.С. Вылегжанин, В.Ю. Жуков, А.А. Пушков, Г.Г. Щукин // Материалы V Всерос. науч. конф. «Вторые Всероссийские Армандовские чтения». 2012. Т. 1. С. 49–54.

3. Татаринов В.Н., Татаринов С.В., Лигтхарт Л.П. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. Поляризация плоских электромагнитных волн и ее преобразования. 2006. Т. 1.

НОВЫЙ ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ МИКРОВОЛНОВЫХ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ ДЛЯ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМНОГО ПОКРОВА

Б. В. Уткин, С. Е. Тарасов, М. Н. Анишин, С. Р. Газитов, А. В. Филатов (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40 E-mail: b.utkin@list.ru

Рассмотрен новый способ построения микроволновых радиометров по многоприемниковой схеме с использованием в основе функционирования каждого приемного канала модифицированного метода нулевых измерений (принципа нулевого баланса). Особенностью работы радиометра является измерение всеми приемниками сигнала антенны в одном спектральном диапазоне по принципу временного разделения приемных каналов. Это позволяет увеличить флуктуационную чувствительность радиометра до уровня идеального компенсационного радиометра полной мощности с одновременным достижением высокой стабильности измерений благодаря использованию в нем нулевого метода.

В настоящее время дистанционное зондирование Земли является одним из ключевых направлений развития непилотируемой космонавтики. Не секрет, что быстрое развитие цивилизации привело к ухудшению экологической ситуации на нашей планете и для решения экологических проблем требуется непрерывный мониторинг природной среды. В таких исследованиях радиометрический метод для построения радиотепловых портретов Земли в различных спектральных диапазонах занимает достойное место [1-3].

Целью данной работы является построение радиометрической системы с максимальной флуктуационной чувствительностью, сравнимой с чувствительностью идеального компенсационного радиометра (радиометра полной мощности), который среди известных схем имеет самую высокую потенциальную чувствительность, при сохранении характеристик по стабильности измерений. Для построения радиометрической системы используется принцип многоприемниковости (измерение всеми приемниками сигнала антенны в одном спектральном диапазоне по принципу временного разделения приемных каналов). Применение в приемных каналах модификации метода нулевых измерений позволяет получить высокую стабильность характеристик во времени и при изменении температуры окружающей среды, и, как результат, высокую абсолютную точность измерений [4]. Одним из преимуществ модификации метода является применение сосредоточенных во входном узле радиометра двух опорных источников, шумовые сигналы которых определяют смещение передаточной характеристики радиометрического канала и ее крутизну. Во всех известных радиометрических схемах (компенсационных, модуляционных, корреляционных и т. д.) крутизну передаточной характеристики определяет полный коэффициент передачи всего измерительного тракта, включая усиление по низким и высоким частотам и преобразование квадратичным детектором мощности в результирующий ток [5, 6]. В таких радиометрах обеспечение неизменности коэффициента усиления всего измерительного тракта является не простой задачей.

На рис. 1 приведена структурная схема многоприемникового нулевого радиометра, в состав которого входит антенна (А), входной блок, N одинаковых радиометрических приемника (РП), микроконтроллер. Входной блок включает установленный в тракт антенны направленный ответвитель (НО), через который к сигналу антенны T_a добавляется первый опорный сигнал $T_{on,1}$, формируемый в канале стабильного подшумливания, состоящего из генератора шума (ГШ), аттенюатора (АТТ) и высокочастотного ключа (Кл). Также в состав входного блока входит высокочастотный переключатель- селектор (ПС) отражательного типа, с выходов которого сигналы поступают на циркуляторы (Ц₁, Ц₂, ..., Ц_N), работающие в режиме вентилей. Для этого обратные плечи циркуляторов соединены с согласованными нагрузками (CH₁, CH₂, ..., CH_N). Согласованные нагрузки выполняют функцию шумовых генераторов, вырабатывающих второй опорный шумовой сигнал $T_{\text{оп,2}}$, величина которого равна термодинамической температуре нагрузок. Для регулировки сигналов согласованных нагрузок они помещаются в локальные термостаты.



Рис. 1. Структурная схема микроволнового многоприемникового радиометра, принцип функционирования которого основан на модификации нулевого метода

Через прямые плечи циркуляторов сигналы проходят на входы радиометрических приемников. Огибающие выходных сигналов приемников поступают через фильтры высоких частот (ФВЧ₁, ФВЧ₂, ..., ФВЧ_N), исключающие в сигналах постоянную составляющую, на компараторы (K₁, K₂, ..., K_N), определяющие полярность. Фильтры высоких частот и компараторы являются необходимыми узлами для реализации модификации нулевого метода измерений.

На рис. 2 приведены временные диаграммы, иллюстрирующие принцип работы многоприемникового радиометра. Диаграммы соответствуют установленному нулевому балансу. Согласно применяемой модификации метода, баланс считается установленным, если напряжение на входе компаратора равно нулю, когда на вход приемника поступает сигнал согласованной нагрузки. Баланс достигается в ходе регулирования длительности широтно-импульсного сигнала.

Полный период амплитудно-импульсной модуляции делится по числу приемников на N временных интервалов длительностью t_{aum} . В ходе широтно-импульсной модуляции к сигналу антенны в направленном ответвителе добавляется из канала подшумливания модулированный по широтно-импульсному закону импульсом $t_{шим}$ опорный сигнал $T_{on,1}$. В остальное время, когда приемник не подключен к антенне, опорный сигнал $T_{on,2}$ согласованной нагрузки циркулятора, отражаясь от закрытого входа переключателя-селектора поступает на вход приемника. Таким образом, накопление сигнала согласованной нагрузки для каждого приемника равно (*N*-1)*t*_{аим}.



Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие принцип функционирования многоприемникового радиометра. АИМ – амплитудно-импульсная модуляция

Авторегулирование нулевого баланса в каждом приемном канале радиометра реализовано по методу слежения, алгоритм которого следующий. В каждом периоде амплитудно-импульсной модуляции компаратором приемного канала происходит анализ полярности сигнала на интервале времени $(N-1)t_{\text{аим}}$, когда на вход приемника поступает сигнал согласованной нагрузки с шумовой температурой $T_{\text{оп,2}}$. Если полярность отрицательная, то длительность широтно-импульсного сигнала увеличивается на 1 дискрет, если положительная - уменьшается. Откорректированное значение длительности используется в формировании следующего широтно-импульсного сигнала, а цифровой код длительности в микроконтроллере передается на устройство накопления двоичных кодов для последующего вычисления результата измерения — расчета среднего значения за интервал измерения (получение одного отсчета). В результате простого алгоритма авторегулирования приемник поддерживается в состоянии нулевого баланса, обеспечивая выполнение следующего равенства [7]:

$$t_{\text{III} \mu M} = (T_{\text{or},2} - T_{\text{a}}) \cdot t_{\text{a} \mu M} / T_{\text{or},1}.$$
(1)

Из (1) следует, что длительность широтно-импульсного сигнала $t_{\text{шим}}$ связана с сигналом антенны T_a по линейному закону и на эту связь не оказывают влияния изменения коэффициента передачи измерительных приемников и их собственные шумы (как для нулевых радиометров). Через длительность широтного сигнала косвенным образом определяется антенный сигнал:

$$T_{\rm a} = T_{\rm off,2} - T_{\rm off,1} \cdot t_{\rm IIIM} / t_{\rm aum.}$$
⁽²⁾

Согласно (2) минимальная и максимальная границы шкалы измерений имеют место для $t_{\text{шим}} = t_{\text{аим}}$ и $t_{\text{шим}} = 0$ и соответственно равны $T_{a,\text{мин}} = T_{\text{оп},2} - T_{\text{оп},1}$ и $T_{a,\text{макс}} = T_{\text{оп},2}$. Следовательно, размах диапазона измерений определяется опорным сигналом канала подшумливания $dT_a = T_{a,\text{макс}} - T_{a,\text{мин}} = T_{\text{оп},1}$.

Формула для оценки флуктуационной чувствительности одного радиометрического канала с несимметричной амплитудно-импульсной модуляцией, работающего по модифицированному нулевому методу, имеет вид [8]:

$$\Delta T^{(1)} = \frac{\sqrt{T_{\text{on,2}}(2T_{\text{a}} + T_{\text{on,1}} + T_{\text{on,2}} + 4T_{\text{m}}) + 2T_{u}^{2} - T_{\text{a}}(T_{\text{a}} + T_{\text{on,1}})}}{\sqrt{\Delta f \tau R N}},$$
(3)

где $T_{\rm m}$ – эффективная температура собственных шумов приемника; Δf – полоса принимаемых радиометром частот; τ – постоянная времени низкочастотного фильтра; R - число накопленных в микроконтроллере цифровых кодов длительности широтно-импульсного сигнала.

По принципу функционирования работа многоприемникового радиометра схожа с работой одноканального при многократном сканировании объекта исследования. Например, в радиоастрономии при сканировании радиотелескопом одного и того же участка неба, в ходе дальнейшей обработки происходит синхронное, поточечное суммирование «сканов» с определением среднего. Результирующая шумовая дорожка имеет меньший разброс и позволяет выявить небольшие отклонения радиояркостной температуры. Снижение дисперсии результирующей шумовой дорожки пропорционально корню квадратному из числа «сканов».

Подобную аналогию можно провести и для многоприемникового радиометра. Так как приемные каналы работают раздельно на одну антенну, то каждый приемник по сути накапливает свой «скан» сигнала антенны и в результате обработки разброс полученных значений длительности $t_{\text{шим}}$ (ее дисперсия) снижается пропорционально корню квадратному из числа приемных каналов.

В ходе обработки чувствительность всего многоприемникового радиометра возрастает в корень квадратный из числа приемников (уменьшается минимально обнаружимый сигнал):

$$\Delta T = \Delta T^{(1)} / \sqrt{N} , \qquad (4)$$

где $\Delta T^{(1)}$ определяется соотношением (3).

Калибровка нулевого многоприемникового радиометра значительно упрощена по сравнению с другими типами нулевых радиометров [4–6]. Суть калибровки заключается в переносе эталонных сигналов, подаваемых на вход радиометра, на внутренние опорные источники шума, где они «запоминаются» и в дальнейшем используются как эталоны, определяющие передаточную характеристику.

Калибровка радиометра реализована в полуавтоматическом режиме под управлением микроконтроллера с применением цифроаналоговых преобразователей и выполняется в два этапа. Начинается с подключения на вход радиометра эталона, определяющего верхнюю границу диапазона измерения. На этом этапе канал подшумливания выключен, что выполняется соответствующей установкой длительности $t_{\text{пим}}$ равной нулю. Регулировка сигнала $T_{\text{оп,2}}$ производится одновременно по всем приемным каналам изменением температуры согласованной нагрузки. Для каждого приемника регулировка заканчивается при повторяющихся переходах сигнала на выходе компаратора между уровнями логического нуля и единицы.

На втором этапе подключается эталон, определяющий нижнюю границу диапазона. Сигнал $t_{\text{шим}}$ устанавливается равным $t_{\text{аим}}$, т. е. на протяжении этого этапа канал подшумливания постоянно включен. Осуществляется регулировка сигнала $T_{\text{оп,1}}$. Так как в радиометре канал подшумливания один на все приемники, регулировка производится по всем каналам последовательно, аналогично первому этапу. В микроконтроллере формируются для каждого приемного канала свои коды для управляемого аттенюатора, которые в процессе работы поступают в канал подшумливания.

На рис. 3 приведен график изменения флуктуационной чувствительности шестиприемникового радиометра *L*-диапазона на длину волны 18 см с полосой 100 МГц, в зависимости от количества приемников. На вход подавался шумовой сигнал от калибровочного узла, величина которого соответствовала середине диапазона измерений 0–300 К. Экспериментально полученные данные по чувствительности радиометра на 1 с накопления сигнала удовлетворительно согласуются с результатами теоретическим исследований.



Рис. 3. Зависимость флуктуационной чувствительности радиометра от количества приемников

Вполне понятно, что создание радиометров по многоприемниковым схемам приводит к увеличению габаритов, веса и потребляемой мощности. Но, с одной стороны, в описанном многоприемниковом радиометре повышается «живучесть», его надежность, что является особенно важным для автономного базирования, где нет возможности оперативного ремонта. Например, космическое базирование, системы специального назначения, требующие безотказной работы. Отказ одного из приемников не значительно снижает флуктуационную чувствительность многоприемникового радиометра при сохранении полной его работоспособности. С другой стороны, развитие нанотехнологий, гибридных интегральных схем, создание радиометрических каналов на подложке позволило разработать многоприемниковый радиометр без особого увеличения габаритов, веса и потребляемой мощности.

Применение многоприемниковой схемы позволило уменьшить влияние на точность измерений ослабления сигнала при его прохождении через узлы входного блока

радиометра и, тем самым оправдать наличие во входном блоке модуляции, которая принципиально ухудшает чувствительность, но без которой нельзя обойтись, если важной характеристикой является стабильность функционирования радиометра.

К достоинству радиометрической системы по многоприемниковому принципу можно отнести также следующее. С одной стороны, можно создать радиометрическую систему с одним приемным каналом высокой чувствительности. Для этого применить дорогостоящие, с малыми потерями и хорошими свойствами пассивные СВЧ-узлы, усилители, смесители с низкой температурой шумов, с тщательным изготовлением входного тракта. С другой стороны, можно использовать, например, четырехприемниковую схему с дешевыми интегральными микроволновыми усилителями со средними шумовыми свойствами, выполнить СВЧ- узел на единой подложке, в едином технологическом цикле, что неизбежно приведет к увеличению потерь и росту собственных шумов. Но, в конечном итоге, получить ту же чувствительность, что и в одноприемниковой схеме, более дорогой и тщательно выполненной. И к тому же, надежность радиометра с четырьмя приемными каналами будет выше.

Таким образом, применение многоприемниковой схемы позволило улучшить три следующих характеристики радиометра: чувствительность (одна из важнейших характеристик любой приемной системы), стабильность параметров во времени и при изменении условий окружающей среды (применение модификации нулевого метода), надежность работы.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных следований (проект № 15-07-04971).

Список литературы

1. Спутниковые СВЧ радиометрические комплексы для дистанционного зондирования Земли / М.В. Данилычев, В.Ф. Кравченко, Б.Г. Кутуза, Д.В. Чуриков // Современное состояние и тенденции развития // Физические основы приборостроения. 2014. Т. З. № 1 (10). С. 3–25.

2. Статистическая теория сверхширокополосных радиометрических устройств и систем / В.К. Волосюк, В.Ф. Кравченко, Б.Г. Кутуза, В.В. Павликов, В.И. Пустовойт // Физические основы приборостроения. 2014. Т. 3. № 3 (12). С. 5–65.

3. Кутуза Б.Г., Данилычев М.В., Яковлев О.И. Спутниковый мониторинг Земли: Микроволновая радиометрия атмосферы и поверхности. М.: ЛЕНАНД, 2016. 336 с.

4. Филатов А.В. Нулевой микроволновый радиометр с дополнительной широтно-импульсной модуляцией опорного сигнала после детектора // Радиотехника и электроника. 2005. Т. 50. № 4. С. 504–512.

5. Hersman M.S., Poe G.A. Sensitivity of the total power Radiometer wich periodic Absolute calibration // IEEE Transactions Microwave Theory and Technique. 1981. V. 29. № 1. P. 32–40.

6. Brown S.T., Desai S., Wenwen Lu., Tanner A.B. On the long-term stability of microwave radiometers using noise diodes for calibration // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2007. V. 45. № 7. P. 1908–1920.

7. Филатов А.В. Новый подход к построению радиотехнических СВЧ-устройств пассивной локации на принципе синхронного совмещения двух видов импульсной модуляции // Доклады Томского гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2011. № 2 (24). Ч. 3. С. 20–26.

8. Филатов А.В. Радиометрические системы нулевого метода измерений: монография/ Федеральное агентство по образованию, Томский гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники. Томск: ТУСУР, 2007. 275 с.

АЛГОРИТМ ОБЪЕДИНЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ В МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ

Т. В. Ткачева, В. Г. Сидоров (научный руководитель)

Институт космической техники СибГАУ 660037, г. Красноярск, просп. им. газ. «Красноярский рабочий», 31 E-mail: tka4evatv@yandex.ru

Синтезирован алгоритм децентрализованной вторичной обработки радиолокационной информации в многопозиционном радиолокационном комплексе. В вынесенных приемных пунктах производится фильтрация оценок координат цели. В пункте обработки информации после комплексирования полученных оценок формируется результирующая экстраполированная оценка, которая передается в вынесенные приемные пункты и здесь является прогнозируемой. Приводятся результаты математического моделирования.

В наше время, человек все больше и больше использует воздушное пространство. Будь то полеты на воздушных шарах или сверхзвуковые самолеты. Как в первом, так и во втором случае необходимо контролировать воздушную обстановку. Особенно это важно и становится все более актуально с военной точки зрения. Противовоздушная оборона (ПВО) и зенитно-ракетные войска (ЗРВ) предъявляют все более высокие требования к станциям по поиску, обнаружению и сопровождению летательных аппаратов. Также с гражданской точки зрения за последнее время значительно увеличился поток пассажиров и грузов по воздушным коридорам. К системам управления воздушным движением (УВД) предъявляются все более жесткие требования как по пропускной способности так и по точности оценивания координат воздушных судов (ВС) и воздушных целей (ВЦ). Более точное оценивание позволяет уменьшить коридоры следования ВС и увеличить число эшелонов, что приводит к увеличению пропускной способности и экономическим выгодам, при высокой надежности. Для военных систем, повышение точности связано с более точным определением координат ВЦ противника, что увеличивает надежность и точность средств ПВО и ЗРВ.

В связи с выше сказанным значительный интерес представляют многопозиционные радиолокационные системы (МПРЛС) и комплексы (МПРЛК) [1, 2]. Основной целью применения дополнительных радиолокационных станций (РЛС) или вынесенных приемных пунктов (ВПП) размешенных на других позициях, является увеличение радиолокационного поля, которое для основной станции может быть ограничено рельефом поверхности или мощностью передатчика. Такой результат может быть получен при минимальном перекрытии зон обзора РЛС. В то же время если в сети РЛС обеспечивается значительное перекрытие зон обзора, то возникает ряд дополнительных преимуществ.

Первым преимуществом является повышение вероятности обнаружения цели сетью РЛС в течение заданного интервала времени по сравнению с отдельно взятой РЛС.

Другое преимущество обусловлено тем что, эффективная площадь рассеивания (ЭПР) зависит от направления облучения.

Ещё одним преимуществом является возможность более ранней завязки траектории и повышение точности сопровождения целей, летящих с ускорением или по прямолинейной траектории. Если цель движется с ускорением, то ошибки фильтрации возрастают пропорционально квадрату времени между обнаружениями цели.

В результате создания сети обеспечивается объединение данных, получаемые различными РЛС, в центральном процессоре, а также оптимальная совместная обработка информации. Процесс сопровождения цели сетью РЛС представлен далее (рис. 1).



Рис. 1. Сопровождение цели сетью РЛС

Алгоритмы оптимальной многоканальной обработки предполагают объединение оценок координат в центре обработки информации (ЦОИ) полученных при внутрипунктовой обработке с последующей их фильтрацией [1].

Оптимальной многоканальной обработке оценок координат цели при централизованной обработке свойственны следующие недостатки [2]:

 необходимость передачи с вынесенных приемных пунктов в центр обработки информации всего объема получаемой информации;

– большой объем вычислительных операций в центре обработки информации для определения параметров траектории цели;

– необходимость предварительного приведения оценок вынесенных приемных пунктов к единой системе координат и др.

Для устранения вышеназванных недостатков представляется целесообразным предусмотреть обработку оценок текущих траекторных измерений в ВПП. Применение фильтрации координатной информации в ВПП позволит в случае неисправности системы обработки в одном или нескольких ВПП производить оценивание координат цели с относительно высокими точностными характеристиками.

В работе исследуется система обработки информации, основанная на объединении (комплексировании) данных от ВПП. В вынесенных приемных пунктах двухпозиционной радиолокационной системы применяются линейные рекуррентные алгоритмы оценивания координат цели на основе фильтра Калмана. Оценки с выходов ВПП, объединяются в ЦОИ. Также в ЦОИ производится расчет результирующей экстраполяционной оценки, которая передается назад в ВПП и заменяет внутренние экстраполяционные оценки этих пунктов (ФОС алгоритм) [3].

Использование обратной связи из ЦОИ в ВПП, обеспечивает повышение точности оцениваемых координат цели в каждом вынесенном приемном пункте, что в свою очередь повышает точность результирующей оценки в центре обработки информации. Однако вместе с тем, появляется взаимная корреляция между отфильтрованными оценками координат цели в каждом из вынесенных приемных пунктов. Для устранения этого недостатка разработан следующий алгоритм.

Синтез алгоритма обработки в данном случае может быть проведен с использованием методики, изложенной в [4]. Результирующая оценка $\hat{\alpha}_{p}$ определяется выражением [3].

$$\hat{\alpha}_{\rm P} = C_{\rm P}^{-1} \Big[\Big(C_{11} + C_{21} \Big) \hat{\alpha}_1 + \Big(C_{22} + C_{12} \Big) \hat{\alpha}_2 \Big]$$
(1)

с соответствующей матрицей точности результирующего измерения

$$C_{\rm P} = \sum_{i=1}^{2} \sum_{j=1}^{2} C_{ij} , \qquad (2)$$

где C_{ij} – определяется следующим выражением

$$C_{\rm B} = \begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_1^{-1} & F_{12}^{-1} \\ (F_{12}^{-1})^T & C_2^{-1} \end{pmatrix}^{-1}$$
(3)

где F_{12}^{-1} – взаимокорреляционная матрица ошибок измерения в приемных пунктах.

При расчете результирующей оценки вектора состояния $\hat{\alpha}_{\rm P}$ и корреляционной матрицы точности $C_{\rm P}$ используются составные части C_{ij} блочной матрицы $C_{\rm E}$. В свою очередь, матрица $C_{\rm E}$ получается путем обращения матрицы ($C_{\rm E}^{-1}$)⁻¹, в которую входят корреляционные матрицы точности оценки вектора состояния каждого из пунктов C_i и взаимокорреляционная матрица оценок $\hat{\alpha}_1$ и $\hat{\alpha}_2$

$$F_{12}^{-1} = \overline{(\alpha - \hat{\alpha}_1)(\alpha - \hat{\alpha}_2)^T} = \overline{\varepsilon_1 \varepsilon_2^T}$$
(4)

где $\varepsilon_i = \alpha - \hat{\alpha}_i$; *i* = 1, 2.

Ввиду того, что в реальной ситуации значение F_{12}^{-1} неизвестно, то для практического применения синтезированных алгоритмов вторичной обработки определим формулу на основе имеющихся данных.

Оценку вектора состояния $\hat{\alpha}_i$ можно записать в виде [3].

$$\hat{\alpha}_i = C_i^{-1} (C_{\ni i} \hat{\alpha}_{\ni i} + C_{Y_i} \hat{\alpha}_{Y_i})$$
(5)

где $C_i = C_{\ni i} + C_{\gamma i}$; $\hat{\alpha}_{\ni i}$, $C_{\ni i}$ – прогнозируемое значение вектора состояния и его матрица точности; $\hat{\alpha}_{\gamma i}$, $C_{\gamma i}$ – оценка вектора состояния на основе первичных измерений и его матрица точности.

Обозначив $A_i = C_i^{-1}C_{\ni i}$, $B_i = C_i^{-1}C_{Yi}$ и учитывая, что сумма $A_i + B_i = I$, ошибку оценки вектора состояния представим уравнением

$$\varepsilon_i = A_i \cdot \varepsilon_{\ni i} + B_i \cdot \varepsilon_{Yi} \tag{6}$$

где $\varepsilon_{\Im i} = \alpha - \hat{\alpha}_{\Im i}, \ \varepsilon_{Yi} = \alpha - \hat{\alpha}_{Yi}.$

Подставляя полученные значения взвешенных ошибок прогноза и текущего измерения в (4), а также принимая во внимание, что $\overline{\varepsilon_{\Im i} \varepsilon_{Yi}^{T}} = 0$, $\overline{\varepsilon_{y1} \varepsilon_{y2}^{T}} = 0$, $C_{\Im}^{-1} = \overline{\varepsilon_{\Im 1} \varepsilon_{\Im 2}^{T}}$, получим уравнение

$$F_{12}^{-1} = \overline{\varepsilon_1 \varepsilon_2^{\mathrm{T}}} = \left(A_1 \varepsilon_{\Im 1} + B_1 \varepsilon_{\Im 1}\right) \left(A_2 \varepsilon_{\Im 2} + B_2 \varepsilon_{\Im 2}\right)^{\mathrm{T}} = \overline{A_1 \varepsilon_{\Im 1}, \varepsilon_{\Im 2} A_2^{\mathrm{T}}}$$
(7)
Окончательное выражение для взаимокорреляционной матрицы будет иметь вид

$$F_{12}^{-1} = C_1^{-1} C_0^{\mathrm{T}} C_2^{-1}.$$
 (8)

В работе проводилось имитационное моделирование обработки РЛИ в двухпозиционном радиолокационном комплексе методом Монте-Карло. Слежение за объектом производится с высокими точностными характеристиками как при воздействии внешних так и внутренних дестабилизирующих факторов.

Результаты моделирования синтезированного алгоритма обработки ФОС и алгоритма объединения информации без формирования результирующей экстраполированной оценки (ФО) изображены на рисунках (рис. 2, 3).

На рис. 2 приведены зависимости нормированной к базе (расстояние между приемными пунктами) среднеквадратические ошибки измерения σ_{XH} координаты X от номера шага фильтрации.

На рис. 3 приведены зависимости нормированной к базе ошибки измерения Δ_{XH} координаты *X* от номера шага фильтрации.



Рис. 2. Зависимость среднеквадратической ошибки измерений от номера шага фильтрации



Рис. 3. Зависимость ошибки измерения от номера шага фильтрации

Кривая под номером 1 (рис. 2, 3) соответствует характеру изменения для алгоритма ФО. Кривая 2 для алгоритма ФОС. Характер изменения соответствующих кривых по координатам Y и Z аналогичен приведенным на рисунках (рис. 2, 3). За первые семь шагов фильтрации среднеквадратическая ошибка у синтезированного ФОС – алгоритма меньше среднеквадратической ошибки ФО – алгоритма примерно на 30–40 %.

Таким образом, можно сформулировать следующие выводы:

1. Анализ синтезированного ФОС алгоритма методом имитационного статистического моделирования показал достижимую точность оценивания координат цели.

2. Среднеквадратические ошибки оценивания координат цели ФОС алгоритмов на 30 %–40 % меньше известных ФО алгоритмов.

3. Проведенный количественный анализ, показал быструю сходимость процессов оценивания координат.

Список литературы

1. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. М.: Радио и связь, 1993. 416 с.

2. Фарина А., Студер Ф. Цифровая обработка радиолокационной информации. М.: Радио и связь, 1993. 319 с.

3. Децентрализованная система траекторной обработки информации в многопозиционной радиолокационной системе с обратной связью / В.Г. Сидоров [и др.] // Радиотехника. 2013. № 6. С. 43-45.

4. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.

ПОЛУЧЕНИЕ ЭКСТРАПОЛИРОВАННОЙ ОЦЕНКИ В ФИЛЬТРЕ КАЛМАНА С ПОМОЩЬЮ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

Т. В. Ткачева, В. Г. Сидоров (научный руководитель)

Институт космической техники СибГАУ 660037, г. Красноярск, просп. им. газ. «Красноярский рабочий», 31 E-mail: tka4evatv@yandex.ru

Рассмотрен вариант использования технологии нейронных сетей для радиолокационных станций при вторичной обработке информации в фильтре Калмана. С целью повышения точности оценивания координат маневрирующего летательного объекта предлагается использовать экстраполированную оценку в фильтре Калмана полученную с помощью искусственных нейронных сетей.

В настоящее время к системам управление воздушным движением (УВД) и противовоздушным движением (ПВО) предъявляются более высокие требования к точности оценивания координат целей, к увеличению пропускной способности, надежности, живучести систем и т. д. За последние несколько лет проведена значительная работа по разработке и усовершенствованию цифровых алгоритмов фильтрации для слежения за воздушными судами (ВС) и другими летательными аппаратами (ЛА).

Одним из перспективных направлений применения нейронных сетей (HC) при решении практических задач является их внедрение в радиолокации и радионавигации [1]. Рассмотрим задачу предсказания или прогнозирования более детально применительно к алгоритму фильтра Калмана.

Рекуррентный алгоритм получения оценки вектора состояния $\hat{\alpha}_n$

$$\hat{\alpha}_n = B_n \hat{\alpha}_{n-1} + K_n \left(\hat{\lambda}_n - h_n B_n \hat{\alpha}_{n-1} \right) \tag{1}$$

состоит из прогнозированного значения $\hat{\alpha}_{n/n-1} = B_n \hat{\alpha}_{n-1}$ и произведения матричного коэффициента усиления K_n на невязку $v_n = \hat{\lambda}_n - H_n B_n \hat{\alpha}_{n-1}$, где $B_n H_n$ – известные матрицы; $\hat{\lambda}_n$ – оценка вектора первичных измерений [2].

Вычисление прогнозированного значения $\hat{\alpha}_{n/n-1}$ зависит от точности оценки вектора состояния предыдущих измерений $\hat{\alpha}_{n-1}$. Если повысить точность прогнозированного значения, то улучшится точность оценки вектора состояния. Одним из вариантов повышения точности является применение НС для прогнозирования следующего местоположения ВС.

Так как целью работы является прогнозирование местоположения BC на один такт измерения, то для дальнейшей работы, необходимо выбрать в какой системе координат будет работать HC.

Рассмотрим сферическую систему координат. Достоинством использования сферической системы координат является то, что оценки координат ВС после первичной обработки сформированы в сферической системе координат. Существенным недостатком этой системы координат является тот факт, что в сферических координатах прямые и кривые, центром кривизны которых не является начало координат, записываются в виде довольно сложных зависимостей. Это не позволяет ввести простого набора инвариантов, позволяющих сделать ряд траекторий эквивалентными, что в свою очередь приводит к необходимости увеличивать обучающую выборку.

Альтернативой может служить переход к декартовой системе координат. В ней в качестве инвариантов можно выбрать приращение координат за один отсчет времени.

Легко заметить, что в системе выбранных инвариантов движение по всем параллельным прямым с постоянной скоростью будет иметь одинаковое представление. Очевидно, что использование данной системы инвариантов и знание начального положения объекта достаточно для восстановления траектории.

Исходя из выше сказанного, выбираем декартовую систему координат и подаем на вход HC вектор дельт ($\Delta X_n = X_n - X_{n-1}$, $\Delta Y_n = Y_n - Y_{n-1}$, $\Delta Z_n = Z_n - Z_{n-1}$)^T. Теперь необходимо составить задачник для обучения НС. Набор векторов дельт, поступающих с каждым тактом измерения – ничто иное, как временной ряд. Для прогнозирования следующего значения временного ряда необходимо подать его предыдущие значения на вход НС. Чем больше предыстория, тем точнее будет прогноз. Вместе с тем необходимо отметить, что объем задачника зависит от выбранного количества входов (предыстории). Применительно к нашей задаче на вход желательно подать как можно меньшую предысторию (количество дельт), чтобы как можно раньше получить результат. Например, начнем подавать вектора дельта за последние четыре такта ($\Delta X_{n-3}, \Delta Y_{n-3}, \Delta Z_{n-3}$) ... ΔX_n , ΔY_n , ΔZ_n). Создадим задачник (таблица) где на вход НС будем подавать дельта с шумами измерения по каждой из трех координат, а приравняем это к дельта пятого такта – то есть следующее значения минус значение этого такта и без шума. Таким образом каждая строка (таблица) с обучающей последовательностью (выборкой) представляет собой обучающий пример, где первые 12 чисел – входные значения сети, а 13, 14, 15 – желаемое значение выхода.

Характерной особенностью работы HC является то, что она будет работать только в том диапазоне скоростей, в котором обучена. В зависимости от дискретности, с которой будет обучена HC, результаты работы будут меняться. Необходимо подбирать диапазон скоростей и шаг дискретизации. С увеличением шага дискретизации точность должна падать и, наоборот, с уменьшение – возрастать.

Таблица

Х ₁ , м	<i>Y</i> ₁ , м	<i>Z</i> ₁ , м	 Х4, м	<i>Y</i> ₄ , м	Z4, м	Х ₅ , м	<i>Y</i> ₅ , м	Z5, м
			 	•••				
-4200,00	0,00	-4200,00	 -4200,00	0,00	-4100,00	-4200,00	0,00	-4050,00
-4200,00	0,00	-4200,00	 -4200,00	0,00	-4050,00	-4200,00	0,00	-4000,00
-4200,00	0,00	-4150,00	 -4200,00	0,00	-4000,00	-4200,00	0,00	-3950,00
-4200,00	0,00	-4100,00	 -4200,00	0,00	-3950,00	-4200,00	0,00	-3900,00
-7241,02	-750,98	-1120,38	 -4899,76	853,57	-3465,38	-4200,00	0,00	-4050,00
-4041,23	212,27	-4372,47	 -3862,72	59,03	-4394,77	-4200,00	0,00	-4000,00
-1000,73	-573,70	-7286,91	 -2541,57	2,71	-5686,93	-4200,00	0,00	-3950,00
-4899,76	853,57	-3465,38	 -5869,33	-152,95	-2237,14	-4200,00	0,00	-3900,00

Фрагмент задачника для обучения НС

После того как задачник составлен, необходимо обучить по нему HC. Архитектура HC зависит от точности, которую мы хотим получить. Чем больше слоев и нейронов в одном слое, тем более точный результат мы получим на выходе. При этом необходимо обратить внимание на то, что HC при большом количестве слоев и нейронов может не «обучиться», а просто запомнить результат и тогда при тестировании на примерах не из задачника результат будет неудовлетворительным. Исходя из вышесказанного, необходимо найти компромиссное решение. «Обучив» HC мы можем использовать ее для решения поставленных задач. На основе нейронной сети создаем программу. «Обученную» нейронную сеть, «вставляем» в фильтр Калмана и её результатом заменяем произведение $B_n \hat{\alpha}_{n-1}$. В результате получаем новый фильтр на основе нейронной сети (ФКНС) [3]. Работает он следующим образом: приняв значения координат на каждом такте, вычисляется вектор дельта (ΔX_n , ΔY_n , ΔZ_n)^T между текущим (*n*) и предыдущим (*n* – 1) тактом и подается на вход нейронной сети с предыдущими тремя векторами дельта (ΔX_{n-3} , ΔY_{n-3} , ΔZ_{n-3} , ... ΔX_n , ΔY_n , ΔZ_n)^T. С выхода нейронной сети снимается значение следующего вектора дельта (ΔX_{n+1} , ΔY_{n+1} , ΔZ_{n+1})^T и вычисляются соответственно (*n* + 1) такту значения координат воздушного судна (2):

$$\begin{pmatrix} X_{n+1} \\ Y_{n+1} \\ Z_{n+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X_n \\ Y_n \\ Z_n \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Delta X_{n+1} \\ \Delta Y_{n+1} \\ \Delta Z_{n+1} \end{pmatrix},$$
(2)

и вектор скоростей (3):

$$\begin{pmatrix} 9_{x_{n+1}} \\ 9_{y_{n+1}} \\ 9_{z_{n+1}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Delta X_{n+1}/T \\ \Delta Y_{n+1}/T \\ \Delta Z_{n+1}/T \end{pmatrix}.$$
(3)

В результате мы получаем эквивалент $\hat{\alpha}_{n/n-1}$ для упрощенного фильтра Калмана (УФК). Далее работа ФКНС аналогична работе фильтра Калмана.

Рассмотрим результаты повышения точности оценивания координат ВС в многопозиционном радиолокационном комплексе (МП РЛК) с применением алгоритмов фильтрации на основе HC (рис. 1, 2).



Рис. 1. Зависимость изменения ΔX , ΔZ от номера шага фильтрации

Результаты работы ФКНС по алгоритмам упрощенного фильтра Калмана (рис. 1, 2 кривая 1) сравниваются с результатами работы расширенного фильтра Калмана (РФК), в оценке вектора состояния которого присутствуют и оценки вектора ускорения (рис. 1, 2 кривая 2). Исследования проводились при одинаковых входных шумах, для оценки эффективности применения нейронной сети. По результатам обработки данных ФКНС и РФК построена траектория движения ВС (рис. 2), где кривая под номером 3 является истинной траекторией.



Рис. 2. Фрагмент сравнения полученных траекторий: 1 – истинная; 2 – ФКНС; 3 – ФК

При имитационном моделировании использовалась следующая траектория: воздушное судно начало свое движение по прямой с постоянной скоростью, на шестом такте моделирования (60 секунд) воздушное судно начало маневр по направлению с изменением скорости. Траектория похожа на параболу с центром на 20-м такте.

Как видно из графиков, первые 10–12 шагов фильтрации результаты почти что аналогичны. Однако уже на двенадцатом шаге фильтрации результаты начинают расходиться, величина ошибки ФКНС на маневре в основном меньше примерно в 1,5– 2 раза, чем у расширенного фильтра Калмана. Одни и те же шумы на входе позволяют сделать вывод, что при сильно отличающемся входном сигнале ФКНС дает более точный результат (25 шаг фильтрации) чем расширенный фильтр Калмана. Результаты моделирования были проверены методом статистического усреднения (Монте-Карло) и показали сходимость процесса фильтрации и устойчивость, как к внешним так и внутренним дестабилизирующим фактам.

Одним из преимуществ предложенной системы обработки является обработка данных с высокими точностными характеристиками в ФКНС и происходит она при использовании упрощенного фильтра Калмана. Это дает выигрыш в машинном времени, особенно при обработке оценок координат в пункте обработки информации [1]. Кроме того появляется возможность рассмотреть применение вектора ускорений, как в работе самого фильтра ФКНС, так и в процессе обучения нейронной сети с целью получения еще более высоких точностных характеристик при уменьшении слоев и нейронов в самой нейронной сети.

Список литературы

1. Татузов А.Л. Нейронные сети в задачах радиолокации. Кн. 28. М.: Радиотехника, 2009. 432 с. (Науч. серия «Нейрокомпьютеры и их применение»).

2. Фарина А., Студер Ф. Цифровая обработка радиолокационной информации. М.: Радио и связь, 1993. 319 с.

3. Богомолов Н.П., Сидоров В.Г. Повышение точности оценивания координат воздушного судна с применением нейронных сетей // Вестник Сиб. гос. аэрокосм. ун-та имени академика М.Ф. Решетнева / сб. науч. тр. Красноярск, 2002. Вып. 3. С. 174–176.

ИНФОРМАЦИОННО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ ДЛЯ МОНИТОРИНГА ПАРАМЕТРОВ ТЕХНИЧЕСКИХ И БИОЛОГИЧЕСКИХ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ ПЛАТФОРМЫ «ТЕРРИТОРИЯ СМАРТ»

Д. В. Журавлев, Ю. С. Балашов (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет 394026, г. Воронеж, Московский пр-т, 14 E-mail: ddom1@yandex.ru

Рассмотрена реализация информационно-вычислительной системы для внедрения на основе технологической платформы «Территория СМАРТ», позволяющая проводить контроль параметров пространственно-удаленных технологических, подвижных технических и биологических объектов. Система представляет собой организационнотехнический комплекс, который имеет возможность обеспечивать сбор, передачу, обработку, хранение, вывод и стратегический анализ данных. Описаны этапы разработки системы, организация работы на базе микроконтроллера 1874ВЕ96Т и состав основных блоков системы.

В настоящее время в Воронежском регионе проходит разработка проекта под названием: Технологическая платформа «Территория СМАРТ». Проект предусматривает разработку и внедрение технологической платформы обеспечивающей функционирование геоинформационной модели региона, технологий и сетей интеллектуальных устройств (сенсоров) на ней в интересах государственного управления, развития комфортной региональной среды, привлечения инвестиций в инфраструктурные проекты региона. Основными задачами реализации проекта являются:

1. Формирование региональной повестки по разработке новых подходов к управленческим процессам в регионе на основе N- мерных информационных моделей объектов, систем и сетей смарт-устройств на них.

2. Создание инжинирингового центра (технологической площадки) СМАРТ территорий на платформе Воронежского государственного технического университета (ВГТУ) как коммуникационного центра и разработчика новых технологий для создания территорий СМАРТ.

3. Создание технологий обработки пространственных данных, полученных от различных измерительных систем и открытых источников территориальных данных, для создания информационных моделей объектов городской среды и промышленных предприятий, объектов транспортной инфраструктуры. Разработка общедоступных сервисов к таким моделям для органов власти, коммерческих и общественных организаций, других заинтересованных лиц.

4. Запуск процессов проектирования и использования на основе коллабораций «ВУЗ-партнер»:

4.1. Пилотных устройств микроэлектроники с малым энергопотреблением для создания отечественных систем сенсоров состояния технических и биологических объектов на территории;

4.2. Узконаправленных систем связи, спутниковых в том числе, в целях создания безопасных каналов связи для сенсоров, установленных на гражданских, промышленных объектах, объектах протяженной инфраструктуры, для контроля их состояния и принятия решений, в реальном времени в том числе;

5. Разработка методик и технологий размещения сетей сенсоров, приемопередающих каналов сетей сенсоров на основе информационных моделей территорий с учетом специфики расположения объектов на ней.

6. Запуск в регионе процессов ресурсосбережения на основе систем учета энергоресурсов всех типов, диспетчерского контроля и управления инженерными системами зданий и сооружений, транспортными линейно-протяженными объектами, пространственно-удаленными технологическими объектами, подвижными техническими и биологическими объектами с использованием сетей сенсоров и технологий интеграции таких систем с геоинформационными системами региона.

В рамках реализации данного проекта была разработана информационновычислительная система для контроля параметров пространственно-удаленных технологических, подвижных технических и биологических объектов.

Созданная информационно-вычислительная система (ИВС) пятого поколения позволяет устранить основные недостатки систем четвертого поколения: большие капиталовложения в компьютеризацию учреждений, предъявление высоких требований к квалификации пользователей. Концептуальная модель ИВС предполагает использование блочно-модульного принципа построения системы, что позволяет формировать её иерархический состав гибко и просто в зависимости от задач применения. ИВС также может быть использована для контроля функциональных параметров пациентов группы риска по различным заболеваниям, военнослужащих выполняющих боевые задания в отрыве от основных групп войск, так и контроля технических параметров различных сред и устройств в промышленности.

Область применения системы ограничена лишь набором аналоговых и цифровых датчиков. Система способна отслеживать показания различных типов датчиков одновременно, например, следить за концентрацией углекислого газа в помещении, частотой пульса человека, атмосферным давлением и влажностью, передавая параметры на удаленный сервер. Также ИВС позволяет формировать управляющие сигналы для исполнительных устройств: включить вентиляцию, управлять освещением и т.д. Отличительной особенностью данной системы является то, что ее архитектура строится на стандартных персональных вычислительных средствах, таких как смартфон, коммуникатор, планшетный ПК или нетбук.

Разработанная ИВС является программируемым комплексом, с возможностью реализации программных алгоритмов регистрации и обработки показаний датчиков, алгоритмов и протоколов обмена по последовательным интерфейсам и радиоканалу, и позволяет: работать практически с любыми внешними датчиками, в том числе интеллектуальными, имеющими собственные встроенные алгоритмы снятия и обработки показаний; производить гибкую подстройку диапазона чувствительности системы отдельно для каждого входного канала регистрации показаний к электрическим характеристикам датчика; поддерживать программную коррекцию погрешности датчиков.

Основными показателями разработанной ИВС являются универсальность, микроминиатюризация/энергоэффективность и точность измерений.

Универсальность системы заключается в использовании в своем составе стандартных технических средств таких как: носимые индивидуальные средства коммуникации (смартфоны, коммуникаторы, планшетные компьютеры); активное Wi-Fi оборудование и стандартные интерфейсы сетей Ethernet; серверы онлайн-хранилища распределённые в сети "Интернет".

Высоких показателей микроминиатюризации и энергоэффективности удается достичь благодаря разработке интеллектуальных датчиков включающих в себя сверхбольшую интегральную схему (СБИС) построенную по принципу "система на кристалле", а также применением генератора питающего напряжения, основанного на термоэлектрическом эффекте, совместно с повышающим преобразователем напряжения.

Рассмотрим пример реализации разработанной ИВС для сбора и обработки показаний с различных микродатчиков-регистраторов, расположенных на теле человека [1]. Система проводит анализ показаний датчиков, определение граничных значений показаний, генерацию и выдачу информационных сообщений о приближении показаний к граничным значениям или их превышении, отображения в структурированной форме всех полученных данных. Система в автоматическом режиме проводит запись всех полученных данных в «Облачное хранилище данных». Облачное хранилище данных (англ. cloud storage) – модель онлайн-хранилища, в котором данные хранятся на многочисленных распределённых в сети «Интернет» серверах, предоставляемых в пользование клиентам, в основном, третьей стороной. Преимущества модели облачного хранилища:

Возможность доступа к данным с любого компьютера, имеющего выход в «Интернет»;

- Возможность организации совместной работы с данными;

- Высокая вероятность сохранения данных даже в случае аппаратных сбоев;

– Клиент платит только за то место в хранилище, которое фактически использует, но не за аренду сервера, все ресурсы которого он может и не использовать;

– Клиенту нет необходимости заниматься приобретением, поддержкой и обслуживанием собственной инфраструктуры по хранению данных, что, в конечном счёте, уменьшает общие издержки производства;

– Все процедуры по резервированию и сохранению целостности данных производятся провайдером «облачного» центра, который не вовлекает в этот процесс клиента.

Структурная схема трехуровневой дистанционной ИВС представлена на рис. 1.



Рис. 1. Трехуровневая дистанционная ИВС

Система может включать в себя неограниченное количество «пользователей». Под «пользователем» понимается одно персональное носимое устройство 2-го уровня, имеющее уникальный МАС-адрес.

MAC-адрес (от англ. Media Access Control – управление доступом к среде, также Hardware Address) – уникальный идентификатор, присваиваемый каждой единице активного оборудования или некоторым их интерфейсам в компьютерных сетях Ethernet. Этот номер используется для идентификации отправителя и получателя фрейма. В ши-

роковещательных сетях (таких, как сети на основе Ethernet) MAC-адрес позволяет уникально идентифицировать каждый узел сети и доставлять данные только этому узлу. Таким образом, MAC-адреса формируют основу сетей на канальном уровне, которую используют протоколы более высокого (сетевого) уровня. Для преобразования MACадресов в адреса сетевого уровня и обратно применяются специальные протоколы (например, ARP и RARP в сетях IPv4 и NDP в сетях на основе IPv6).

К каждому персональному носимому устройству может быть подключено несколько микродатчиков-регистраторов (устройств 1-го уровня). Возможное количество одновременно подключенных микродатчиков-регистраторов для каждого конкретного устройства 2-го уровня зависит от производительной мощности этого устройства. Программа, установленная на устройстве 2-го уровня, зная характеристики оборудования этого устройства, автоматически рассчитывает возможное количество подключаемых устройств 1-го уровня.

При появлении в системе устройства 2-го уровня необходимо пройти процедуру регистрации устройства. При этом происходит автоматическое создание разделов базы данных разбитых по группам "пользователей". Формирование локальных и глобальных групп пользователей позволяет соблюдать четкую иерархию и принадлежность конкретного обследуемого человека к медицинскому учреждению, группе больных и т.д. При этом медицинский работник может осуществить поиск пациентов как по Ф.И.О. так и по другим признакам идентификационной принадлежности. Все регистрируемые параметры конкретного пациента идентифицируются и записываются в общую базу данных расположенную на 3-м уровне системы. Доступ к регистрируемым параметрам пациента может быть открыт как самому пациенту, так и третьим лицам по согласованию с пациентом.

Основу ИВС составляют устройства 1-го уровня. Устройства 1-го уровня представляют собой малогабаритные приборы на основе стандартной системы на кристалле с блоками радиочастотного интерфейса. Они имеют сверхнизкое потребление питания, что позволяют им непрерывно функционировать в течение длительного времени. Применение генератора питающего напряжения, основанного на термоэлектрическом эффекте, совместно с повышающим преобразователем напряжения позволяет использовать для питания устройства энергию человеческого тела.

В структуру устройств 1-го уровня входят следующие основные блоки:

- Блок усиления и согласования уровней сигналов аналоговых датчиков;

– Цифровые интерфейсы захвата данных с интеллектуальных датчиков (при необходимости);

- Процессорное ядро, логика управления и принятия решений;
- Память программ;
- Память данных;
- АЦП;
- Блок цифровых компараторов;
- Модули приема/передачи данных;
- Блок ШИМ;
- Модуль высокоскоростного ввода/вывода;
- Модуль радиочастотного интерфейса;

– Блок питания устройства (генератор питающего напряжения, основанный на термоэлектрическом эффекте и повышающий преобразователь напряжения).

Основой системы на кристалле является микропроцессорное ядро, выполняющее программу, которая содержится во встроенной памяти в системе на кристалле или во

внешней памяти. Система принимает решения исходя из показаний датчиков, которые могут быть подключены по двум типам интерфейсов: аналоговому и цифровому.

Аналоговый интерфейс осуществляет захват показаний датчиков как непосредственно с чувствительных элементов датчиков без промежуточной обработки, так и после встроенных схем усиления датчиков (при наличии таковых), а также выполняет начальную обработку аналоговых сигналов (адаптацию к входным параметрам АЦП).

Нормализованные сигналы датчиков поступают на входы АЦП, входящих в состав системы на кристалле, которые выполняют оцифровку их в масштабе реального времени.

Цифровой входной интерфейс может принимать предварительно обработанные данные с внешних датчиков и передавать оцифрованные сигналы, на последующую обработку минуя тракт аналоговых преобразователей. Обмен цифровыми данными при этом может производиться по различным видам протоколов: CAN, RS232, RS485, SPI, I2C, LIN, параллельная шина и др. В этом случае в качестве внешних датчиков могут быть использованы интеллектуальные датчики или аналоговые датчики с внешними АЦП.

Прототипом системы на кристалле могут послужить микроконтроллеры серии 1874 производства ОАО «НИИЭТ» [2], как наиболее подходящие под требования спецификации. Оптимальным выбором является микроконтроллер 1874ВЕ96Т.

С помощью стандартных интерфейсов к системе на кристалле подключен радиомодуль Wi-Fi, работающий по протоколу IEEE 802.11. Например микросхема STLC4550 [3], выпускаемая компанией ST Microelectronics, ориентирована на применение в мобильной электронике и отличается минимальным энергопотреблением. В одной микросхеме размером 8×8 мм находится весь радиочастотный тракт, синтезаторы частоты, высокоскоростные конвертеры, baseband-контроллер, управляющий процессом передачи данных через радиоканал.

Концептуальная модель разработанной системы предполагает использование блочно-модульного принципа построения, что позволяет формировать её иерархический состав гибко и просто в зависимости от задач применения. Система также может быть использована для контроля функциональных параметров пациентов группы риска по различным заболеваниям, военнослужащих выполняющих боевые задания в отрыве от основных групп войск, так и контроля технических параметров различных сред и устройств в промышленности. Также модель разработанной системы позволяет провести ее полную интеграцию с осуществляемым проектом: Технологическая платформа «Территория СМАРТ».

Список литературы

1. Системы дистанционного контроля функциональных параметров человека: монография [Текст] / Д.В. Журавлев, Ю.С. Балашов, А.А. Костин, К.М. Резников. Воронеж: ГОУВПО «Воронежский государственный технический университет», 2009. 220 с.

2. 16-разрядный микроконвертер [Электронный ресурс]. Режим доступа: World Wide Web. URL : http://www.niiet.ru/chips/microconvertors/

3. Гусев А. Аппаратные решения чипсетов Wi-Fi // Первая миля. 2007. № 3. С. 22-28.

ОЦЕНКА ДОПУСТИМОЙ ПОГРЕШНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ДО ЦЕНТРА ВРАЩЕНИЯ ОБЪЕКТА ПРИ ПОСТРОЕНИИ ЕГО ДВУМЕРНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ МЕТОДОМ ИНВЕРСНОГО СИНТЕЗА АПЕРТУРЫ

А. В. Абакумова, С. Н. Приймаков

ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» 344038, г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130 E-mail: rniirs@rniirs.ru

Разработана математическая модель оценки влияния точности определения дальности до центра вращения исследуемого объекта при построении его радиолокационного изображения. Проводится анализ влияния ошибки определения дальности до центра вращения исследуемого объекта на фокусировку двумерного радиолокационного изображения объекта при использовании инверсного синтеза апертуры.

Методика построения двумерных радиолокационных изображений объектов, вращающихся вокруг неподвижной оси с постоянной скоростью, хорошо известна [1, 2] и используется при построении радиолокационных изображений (РЛИ) объектов, расположенных на специальных радиопокационных стендах, имеющих в своем составе вращающуюся платформу из радиопрозрачного материала с неподвижной осью вращения, на которую устанавливается исследуемый объект. Однако при необходимости построения РЛИ объектов с малой эффективной поверхностью рассеяния (ЭПР) влияние ЭПР платформы на точность измерения может быть значительным. В этом случае используют измерительный стенд без платформы, в котором обеспечивают вращение объектов, подвешенных на тонких длинных нитях из радиопрозрачного материала с малой ЭПР. При построении РЛИ объектов в таких условиях требуется производить компенсацию продольного движения объекта [3], заключающуюся в вычитании дополнительных фазовых набегов, обусловленных изменением дальности до центра вращения исследуемого.

Цель доклада – обоснование требования учета точности определения дальности до центра вращения исследуемого объекта при компенсации его движения вдоль оси вращения.

Решаемые задачи:

1) разработка математической модели оценки влияния точности измерения дальности до центра вращения исследуемого объекта на фокусировку синтезируемого методом инверсного синтеза апертуры РЛИ;

2) проведение математического моделирования и анализ полученных результатов.

Оценка допустимой погрешности производилась путем построения РЛИ исследуемого радиолокационного объекта в виде системы точечных отражателей (блестящих точек) с заданной ЭПР каждого отражателя.

В качестве широкополосного зондирующего сигнала был использован периодический многочастотный импульсный сигнал с постоянным шагом перестройки частоты от импульса к импульсу со следующими параметрами:

центральная частота сигнала – 15 ГГц; полоса частот – 4.5 ГГц; количество дискретов по частоте N = 1024; период повторения импульсов – 20 мкс; угловая скорость вращения объекта – 0.25 об/мин; угол поворота объекта за время эксперимента – 17 градусов. На каждой частоте зондирующего сигнала нужно провести измерение амплитуды и фазы отраженного сигнала.

При выбранных параметрах разрешение двумерного РЛИ в продольном и поперечном направлениях одинаково и равно

$$\Delta x = \Delta y = \frac{c}{2\Delta f} = 3.3 \text{ cm}$$

В качестве модели радиолокационного объекта была задана система из блестящих точек с одинаковой ЭПР (рис. 1).



Рис. 1. Модель радиолокационного объекта

Знаками `+` обозначены центры блестящих точек, площади концентрических кругов соответствуют их ЭПР. ЭПР всех блестящих точек равны 0.1 м².



Рис. 2. Геометрическая модель бистатической измерительной установки

На рис. 2 изображена модель бистатической измерительной установки, использовавшаяся при формировании отраженного радиолокационного сигнала. На рисунке обозначены:

хОу – система координат, связанная с объектом;

x`Oy` – система координат, связанная с установкой, ось локации Ox` проходит через центр вращения объекта;

R0 – расстояние от передающей и приемной антенн до центра вращения;

R1 – расстояние от блестящей точки до передающей антенны;

R2 – расстояние от блестящей точки до приемной антенны;

α – угловое разнесение между передающей и приемной антенной.

Расстояния R1 и R2 равны:

$$R1(\theta) = \sqrt{R_0^2 + x_0^2 + y_0^2 + 2R_0(x_0\cos\left(\theta + \frac{\alpha}{2}\right) - y_0\sin(\theta + \alpha/2))},$$

$$R2(\theta) = \sqrt{R_0^2 + x_0^2 + y_0^2 + 2R_0(x_0\cos\left(\theta - \frac{\alpha}{2}\right) - y_0\sin(\theta - \alpha/2))}.$$

Комплексная величина, пропорциональная напряженности суммарного отраженного от системы блестящих точек электрического поля в приемной антенне

$$E(k,\theta) = \sum_{i=1}^{P} \sqrt{\sigma_i} \exp\left(-jk(R1(\theta) + R2(\theta))\right),\tag{1}$$

где P – количество блестящих точек; k = $2\pi/\lambda$ – волновое число; σ_i – ЭПР i-й точки.

Построение РЛИ производилось методом полярного преобразования [3,4,5] (англ. Polar Format Algorithm, PFA) путем интерполяции значений отраженного сигнала $E(k,\theta)$ в области пространственных волновых векторов $E(k_x, k_y)$ с дальнейшим использованием обратного дискретного двумерного преобразования Фурье

$$R[x, y] = IFFT_{2D}(S'(k_x, k_y)),$$
⁽²⁾

где R[x, y] – двумерная матрица значений, пропорциональных комплексным ЭПР ярких точек объекта; $S'(k_x, k_y)$ – набор интерполированных в области пространственных волновых векторов частотных характеристик, скорректированных с учетом заданной ошибки измерения дальности.

В качестве ошибки определения координат центра вращения задавалось изменение расстояния до центра вращения объекта в виде

$$\Delta R(t) = A \sin(2\pi f t), \tag{3}$$

где А – амплитуда ошибки измерения дальности.

Ошибка $\Delta R(t)$ задавалась синусоидальными функциями с различными амплитудами и частотой f = 0.1 Гц. Результаты моделирования в виде двумерного яркостного поля приведены на рис. 3 и 4.

Сравнение результатов моделирования демонстрирует ухудшение разрешающей способности РЛИ с ростом амплитуды ошибки измерения дальности.

Значения разрешающей способности РЛИ по координате Y, определяемые как размер РЛИ блестящей точки по уровню минус 3 дБ относительно максимума, в зависимости от амплитуды ошибки измерения дальности, приведены в таблице.



Рис. 4. Двумерное РЛИ объекта: a – при амплитуде ошибки измерения дальности A = $\lambda/16$ (1,25 мм); δ – двумерное РЛИ объекта при отсутствии ошибки измерения дальности

Таблица

Зависимость разрешающей способности РЛИ от амплитуды ошибки измерения дальности

Амплитуда ошибки измерения дальности, мм	Разрешающая способность РЛИ, см
0	7
1,25	9
2,5	15
5	22

Полученные в результате моделирования требования к точности измерения продольной координаты могут быть использованы, в частности, при проектировании радиолокационных измерительных стендов многочастотного импульсного зондирования и инверсного синтеза апертуры, осуществляющих построение двумерных радиолокационных изображений (РЛИ) исследуемых объектов.

Выводы:

1. Разработанная математическая модель оценки влияния точности измерения дальности до центра вращения исследуемого объекта при построении его РЛИ позволяет выявить зависимость разрешающей способности РЛИ от амплитуды ошибки измерения дальности.

2. Анализ результатов моделирования показал ухудшение разрешающей способности РЛИ с ростом амплитуды ошибки измерения дальности. Поэтому для построения двумерных РЛИ заданной разрешающей способности методом инверсного синтеза апертуры необходимо учитывать точностные характеристики системы координатной привязки исследуемого объекта.

Полученные результаты могут быть использованы при выборе точностных характеристик системы координатной привязки объекта при заданной разрешающей способности радиолокационного измерительного комплекса.

Список литературы

1. Ковалев С.В., Нестеров С.М., Скородумов И.А. Двумерные радиолокационные изображения эталонных объектов // РЭ. 2011. Т. 56. № 2. С. 203–207.

2. Wehner D. High resolution radar. Artech House, Norwood, MA, 1987.

3. Ozdemir Caner. Inverse synthetic aperture radar imaging with MATLAB. Hoboken, NJ, John Wiley & Sons, 2012.

4. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. М.: Радиотехника, 2005. 368 с.

5. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / В.С. Верба, Л.Б. Неронский, И.Г. Осипов, В.Э. Турук. М.: Радиотехника, 2010. 610 с.

ОПТИМАЛЬНАЯ ФОРМА ЛОКАЛЬНОГО ИСКУССТВЕННОГО ПОГЛОЩАЮЩЕГО СЛОЯ ДЛЯ ЧИСЛЕННОГО РЕШЕНИЯ ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ МЕТОДОМ ДИСКРЕТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ

Ю. П. Акулиничев (научный руководитель), М. А. Колединцева, А. В. Могильников

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина 40 E-mail: ayup63@mail.ru; marinkoled@yandex.ru; mog.v.andrey@yandex.ru

Предложен основанный на применении взаимно-корреляционных характеристик метод определения формы искусственного поглощающего слоя, обеспечивающей минимальную среднеквадратическую ошибку расчета поля в рабочей области по отношению к результатам эталонного расчета.

Введение

Решение различных волновых уравнений, описывающих распространение радиоволн, позволяет рассчитать ожидаемую напряженность поля в прямоугольной области «дальность - высота» ($0 \le x \le D$, $0 \le z \le H$), расположенной в заданном направлении от источника. Исходными данными для расчета являются характеристики источника излучения (высота излучающей антенны над поверхностью земли, форма ее диаграммы направленности, излучаемая мощность и т. д.), рельеф и электрические свойства подстилающей поверхности, градиенты индекса преломления воздуха во всех точках трассы. Одним из таких уравнений является двумерное параболическое волновое уравнение (ПУ) для комплексной огибающей U(x, z) напряженности $E(x, z) = U(x, z) \exp(ikx)$ поля [1]. В данной работе рассматривалось распространение радиоволн в однородной среде с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon(x,z) = 1$, влияние сферичности Земли не учитывалось.

$$2ik\frac{\partial U(x,z)}{\partial x} + \frac{\partial^2 U(x,z)}{\partial z^2} + k^2(\varepsilon(x,z) - 1)U(x,z) = 0.$$
 (1)

На практике расчет поля ведется лишь в узлах вводимой прямоугольной расчётной сетки с размерами ячеек, равными шагам дискретизации по дальности $\Delta x = D/M$ и высоте $\Delta z = H/N$. Сначала задают значения напряженности поля в каждом узле сетки при x = 0, а затем последовательно, применяя один и тот же алгоритм, находят значения напряженности в узлах сетки при Δx , $x = 2\Delta x$,..., x = D.

Метод быстрого преобразования Фурье с расщеплением

Наиболее популярным алгоритмом решения ПУ является метод дискретного преобразования Фурье (ДПФ) с расщеплением, который можно описать следующим образом [2]. Чтобы найти вектор-столбец отсчетов поля в узлах сетки (m+1)-го слоя U($x + \Delta x$) (на расстоянии $x + \Delta x$ от источника), к вектору значений отсчетов m-го слоя U(x) (на расстоянии x от источника) применяют дискретное преобразование Фурье F. Вектор полученных значений умножается на диагональную матрицу коэффициентов передачи для гармоник ряда Фурье Λ , а затем применяют обратное преобразование Фурье F⁻¹. После проводится корректировка полученных результатов диагональными матрицами E и L, имитирующими неоднородности среды и искусственный поглощающий слой:

$$U(x + \Delta x) = LEF^{-1}\Lambda FU(x).$$
⁽²⁾

Нижней границей области расчета обычно является реальная физическая поверхность Земли, импедансные граничные условия которой заранее известны. Верхняя же граница вводится искусственно, и для ее описания используют искусственный поглощающий слой (ПС) L. При расчете поля в достаточно большой области применение метода ДПФ дает очень точные результаты. Однако при переходе к областям меньших размеров появляются ошибки, и для их компенсации на каждом шаге по дальности используют ПС L. При этом для метода ДПФ это пока единственный способ имитации нелокального граничного условия на верхней границе [3,4]. Но оптимальная форма такого слоя в настоящее время не найдена, ее поиску и посвящена эта работа. Критерием оптимальности приняли минимум СКО расчета поля при однократном использовании метода ДПФ по отношению к векторам эталонных отсчетов $U_3(x + m\Delta x)$ при m = 0, 1, ..., M, полученных в результате расчета в области, размеры которой можно считать бесконечно большими.

В работе рассматривалось распространение радиоволн в безграничной однородной среде с относительной диэлектрической проницаемостью $\mathcal{E}(x, z) = 1$, поэтому граничное условие расчетной области вводилось одинаково и сверху, и снизу. За входное поле считали вектор случайных комплексных чисел, действительные и мнимые части которых имеют нормальное распределение с нулевым математическим ожиданием и единичным СКО. Число элементов вектора равно числу отсчетов поля в рабочей области.

Наиболее простым способом нахождения значений поглощающего слоя на расстоянии от источника x, таких, что они будут обеспечивать минимум СКО расчета поля на расстоянии $x+\Delta x$, является решение системы линейных алгебраических уравнений (их количество равно числу отсчетов ПС). Стандартный метод решения системы линейных уравнений подразумевает обращение матриц. При увеличении размеров матриц значительно растут вычислительные ошибки и время расчета, что делает такой метод определения формы ПС непригодным для использования на практике, когда число входных отсчетов исчисляется тысячами.

Поэтому следующим этапом работы было проведение вычислительного эксперимента, который должен был помочь ответить на вопрос: возможно ли в буквальном смысле подобрать оптимальную форму ПС? Его суть описана далее.

Если метод (1) применить к вектору эталонных отсчетов $U_3(x)$, то получаемый вектор $U(x + \Delta x)$, и он будет отличаться от вектора эталонных отсчетов $U_3(x + \Delta x)$. Вектор $U(x + 2\Delta x)$, полученный применением метода (1) к вектору $U_3(x + \Delta x)$ также будет отличаться от вектора эталонных отсчетов $U_3(x + 2\Delta x)$. Таким образом, векторы разности $U_3(x + \Delta x) - U(x + \Delta x)$ и $U_3(x + 2\Delta x) - U(x + 2\Delta x)$ характеризуют ошибку метода ДПФ при переходе к расчетной области конечных размеров. Чтобы уменьшить эту ошибку, используют ПС L. Был предложен следующий способ его определения.

Каждое *i*-е значение отсчетов поля вектора $U_3(x)$ в области поглощающего слоя было увеличено на значение нормированного коэффициента корреляции между вектором ошибок $U_3(x + \Delta x) - U(x + \Delta x)$ и результатом применения метода (1) к вектору, в котором на *i*-й позиции расположен единичный источник, а все остальные отсчеты равны нулю. При этом вектор ошибки корректировался после каждого изменения отсчетов вектора $U_3(x + \Delta x)$. Если к полученному таким образом вектору U' $_3(x)$ применить метод (1), то разница между результатом U' $(x + \Delta x)$ и эталоном будет меньше. Аналогично был получен вектор U' $_3(x + \Delta x)$. Тогда отношение векторов U' $_3(x + \Delta x)$ и U' $(x + \Delta x)$ будет определять форму поглощающего слоя L (результаты применения метода (1) корректируются таким образом, что применение метода (1) уже уменьшает отклонение результатов от эталонного расчета).

Вычислительный эксперимент проводился при следующих условиях: число входных отсчетов N = 512, длина излучаемой волны $\lambda = 1$ м, шаг дискретизации по дальности $\Delta x = 50$ м, по высоте – $\Delta z = 1$ м.

Все приведенные результаты являются усреднением по пятистам реализациям поля на входе, и они показали, что применение подобранного вышеописанным способом поглощающего слоя уменьшает и без того малое СКО расчета поля незначительно (см. таблицу). И на первый взгляд кажется, что проблема не заслуживает рассмотрения. Но следует учесть, что в процессе вычислений приходится выполнять сотни и тысячи шагов при удалении от источника, что приводит к накоплению ошибок. К тому же полученные результаты доказывают, что форму ПС, обеспечивающую минимум СКО расчета поля в рабочей области, можно в буквальном смысле подобрать для расчетной области любых размеров.

Таблица

Отн	осительная СКО расчета поля 10 ⁻⁵	x = 1 KM	x = 10 км	x = 100 км
ML = M/2	Без использования ПС	19,206	14,250	2,838
INL = IN/2	С использованием ПС	19,182	14,247	2,836
$\mathbf{NI} = \mathbf{NI}/4$	Без использования ПС	32,714	23,446	5,479
INL = IN/4	С использованием ПС	32,692	23,442	5,478
NL = N/8	Без использования ПС	75,341	65,324	11,979
	С использованием ПС	75,322	65,322	11,978

Результаты вычислительного эксперимента – СКО расчета поля в рабочей области при разной расчетной дальности *x* и различной суммарной ширине слоев **NL**

По результатам расчетов также можно сделать вывод, что форма поглощающего слоя зависит от множества факторов. Например, на рис. 1 видно, что формы ПС, полученных при расчете поля на разных дальностях от источника x, различны. Причем, чем больше расчетная дальность x, тем быстрее изменяются значения модулей отсчетов ПС при приближении к границам расчетной области. Также скорость изменения значений тем выше, чем меньше суммарная ширина ПС NL (рис. 2). Тогда можно сделать вывод, что при увеличении расчетной дальности x ширину поглощающего слоя можно уменьшать без потерь точности расчета.



Рис. 1. Формы поглощающих слоев при расчете поля на разных дальностях от источника x

В ходе эксперимента впервые было обнаружено, что полученный поглощающий также значительно корректирует фазовые составляющие отсчетов поля. При этом вносимая поправка растет при приближении к границам расчетной области (рис. 3).





Рис. 2. Формы ПС на дальности 1 км от источника при разных значениях суммарной ширины слоев **NL**

Рис. 3. Значения фаз отсчетов ПС при расчете поля на разных дальностях от источника *x*

Заключение

В работе впервые найдена форма дискретного поглощающего слоя, обеспечивающая минимум СКО расчета поля на фиксированном расстоянии от источника. В наиболее неблагоприятной ситуации (случайное поле на входе) показано, что форму такого оптимального ПС можно найти методом последовательных приближений. Значения ПС заметно отличаются от единицы лишь на краях области расчета, что согласуется с результатами [3]. При этом форма слоя существенно меняется при удалении от источника, причем тем быстрее, чем меньше суммарная ширина ПС. То есть, при увеличении расчетной дальности ширину поглощающего слоя можно уменьшать. Но зависимость формы ПС от расчетной дальности усложняет использование данных результатов при расчете поля в неоднородной среде, где вторичные источники излучения могут встречаться на протяжении всей трассы. По этой причине возникает задача поиска оптимального слоя неизменяемой формы.

К тому же впервые было обнаружено, что оптимальный поглощающий слой должен корректировать и фазовые составляющие отсчетов поля. Этот результат требует более детального исследования.

Список литературы

1. Levy M. Parabolic equation methods for electromagnetic wave propagation // IEEE. 2000. 336 p.

2. Kuttler J.R. and Dockery G.D. Theoretical description of parabolic approximation / Fourier split-step method of representing electromagnetic propagation in the troposphere // Radio Science. 1991. V. 26. № 2. P. 381–393.

3. Акулиничев Ю.П., Абрамов П.В., Ваулин И.Н. Влияние поглощающего слоя на численное решение параболического уравнения // Доклады ТУСУРа. 2007. № 2 (16). С. 139–145.

4. Ehrhartdt M., Mickens R.E. Solutions to the Discrete Airy Equation: Application to Parabolic Equation Calculations // J.Comput.Appl.Math. 2004. Vol. 172. Issue 1. P. 183–206.

МЕТОДИКА ПОВЫШЕНИЯ ЕМКОСТИ СЕТЕЙ ФИКСИРОВАННОГО РАДИОДОСТУПА С КОДОВЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

К. В. Антонов, А. Ф. Крячко, М. А. Крячко, К. П. Щеголева, Я. Я. Левин

ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения» 190000, Санкт-Петербург, ул. Большая Морская, д. 67, лит. А E-mail: kartovan@gmail.com

В частности, рассматривается возможность организации ассиметричной передачи данных методом полной загрузки прямого канала связи. Это связано со спецификой стандарта cdmaOne в случае малого числа базовых станций. Уровень внутрисистемных помех в прямом канале значительно меньше порогового, а отношение сигнал/шум значительно превышает минимально допустимое. Соответственно есть возможность поднять трафик прямого канала за счет дополнительной передачи данных с высокой скоростью.

Научно-технический прогресс последних лет создал необходимую базу для широкого внедрения систем связи на основе стандарта с кодовым разделением сигналов (CDMA – Code Division Multiple Access). Данная технология обладает высокой спектральной эффективностью, что позволяет использовать одни номиналы рабочих частот в пределах всей зоны обслуживания. При условии выделения одинакового ресурса частот потенциальная пропускная способность систем CDMA превосходит аналогичный показатель систем, использующих частотное (FDMA – Frequency Division Multiple Access) и временное (TDMA – Time Division Multiple Access) разделение.

Коммерческие системы связи с кодовым разделением каналов находятся в фазе стремительного развития, общее количество пользователей сетей cdmaOne (коммерческое название стандарта IS-95) в мире превысило в 2002 году 65 млн. человек. Особенно интенсивно развиваются инфраструктуры CDMA в странах Америки, Австралии, Азии, Китае и Японии.

При определенных условиях, связанных с количеством обслуживаемых абонентов и их удаленностью от телефонных сетей общего пользования, прокладка телефонных кабельных линий становится экономически неэффективной по сравнению с внедрением систем беспроводной связи для соединения стационарных абонентов с телефонной сетью общего пользования (ТФОП).

Специфические особенности технологии CDMA заставляют рассмотреть ряд вопросов, связанных с повышения емкости сетей фиксированного абонентского радиодоступа.

При планировании сетей абонентского радиодоступа, использующих стандарт CDMA, следует учитывать особенности, характерные для таких сетей в целом, и специфические условия России. К ним, в первую очередь, следует отнести малое число базовых станций в сети (вплоть до одной), соответственно малую величину компоненты внутрисетевых помех (соканальных помех), невысокую мобильность абонентов (часть абонентских телефонов стационарна).

В работе рассматривается вариант планирования сети, базирующийся на использовании скрытых возможностей радиоинтерфейса. В частности, предлагаемый вариант состоит в организации асимметричной передачи данных методом полной загрузки ресурсов прямого канала связи.

Пропускная способность сети абонентского радиодоступа cdmaOne определяется возможностями передачи трафика в обратном канале связи. При этом, если инфраструктура сети включает небольшое число BS (базовых станций), уровень внутрисистемных помех в прямом канале значительно меньше порогового, а отношение с/ш значительно превышает минимально допустимое. В подобных условиях появляется возможность поднять трафик прямого канала за счет дополнительной передачи данных с высокой скоростью.

Найденный подход может быть использован, когда один или несколько абонентов сети абонентского радиодоступа испытывают потребность в расширении сервисных возможностей информационного доступа обычной абонентской линии. Организация ассиметричных каналов высокоскоростной передачи данных позволяет обеспечить таких абонентов возможностью приема видео- и мультимедийной информации, высокоскоростных Internet-данных и т. д. и т. п.

При полной (номинальной) загрузке ресурсов базового оборудования передачей симметричного речевого трафика значительная часть каналов множественного доступа BS на ортогональных кодовых поднесущих остается незанятой. Следовательно, эти физические каналы могут быть использованы для параллельной передачи высокоскоростного информационного потока. При этом смежные каналы трафика данной BS не будут испытывать перегрузки внутрисистемными помехами вследствие ортогональности адресных поднесущих. Ограничение скорости передачи дополнительного трафика обуславливает возрастание уровня помехового фона в трактах приемников абонентских станций соседних сот. Однако в силу пространственной удаленности соседних сот уровень помехового фона в них будет в значительной степени ослаблен потерями сигнала с расстоянием.

Рассмотрим ситуацию, когда сеть абонентского радиодоступа включает только одну BS. По данным [1] при полной загрузке BS симметричным речевым трафиком в среднем используется до 30...40 дуплексных каналов. Следовательно, для дополнительного информационного обмена может быть задействовано еще 64-3-(30...40) = 21...31 каналов прямого трафика (три физических канала на кодовых поднесущих используются для передачи пилотного сигнала, данных о синхронизации и информации персонального вызова). Это дает возможность, сохраняя качество передачи речевого трафика, дополнительно передавать информационные потоки с общей скоростью 200...300 кбит/с при скорости передачи в канале трафика 9,6 кбит/с.

Оценим возможности дополнительной передачи прямого трафика в сети абонентского радиодоступа, включающей от двух до семи односекторных сот (рис.1). Абонент MS1, находящийся в соте базовой станции BS1, является получателем высокоскоростного потока данных.



Рис. 1. Территориальный план фрагмента сети абонентского радиодоступа

Рассмотрим наихудший с точки зрения помеховой обстановки случай – когда абонент MS1 находится на границе соты и передатчик базовой станции работает с максимальной мощностью. Требования внутрисистемной ЭМС будут соблюдены, если абоненты других базовых станций не будут испытывать помеховой перегрузки. В качестве индикатора уровня помех будем рассматривать абонентский приемник MS2, расположенный на минимальном удалении от источника дополнительной помехи – базовой станции BS1.

Общую методику оценки разобьем на четыре последовательных этапа. На первом этапе, исходя из требуемого качества связи (среднего отношения с/ш) определяется количество активных каналов трафика, которое может быть задействовано для передачи речевого трафика в соте BS1. На втором этапе определяется число каналов прямого трафика BS1, которые потенциально могут быть использованы для дополнительной передачи данных. На третьем этапе определяется отношение с/ш в тракте приемника абонентской станции MS2 и рассчитывается допустимое приращение помехового фона вследствие передачи дополнительного прямого трафика с BS1. На четвертом этапе определяется количество каналов и скорость передачи дополнительного прямого трафика с BS1 на MSI.

Будем полагать, что сеть состоит из сот одинакового размера и беспроводные абоненты распределены равномерно по ее территории с плотностью $\frac{M_U}{\pi R^2}$, где M_u – количество абонентов одной соты, **R** – радиус соты (рис. 1). Текущий состав сот и территориальный план рассматриваемого фрагмента сети определим как 1, ..., *i*, где i = 2,...,7 - порядковый номер BS на рис. 1.

Количество активных абонентов соты M_u определим, пользуясь методикой, изложенной в [1]. Поскольку уровень помех в обратном канале всегда будет максимален для соты с BS1, количество активных речевых абонентов следует определять, ориентируясь на данную соту:

$$M_{U} = \frac{\frac{2B_{UL}}{k_{va}q_{d}^{2}}}{(i-1)\frac{f_{\text{int}}}{6} + 1},$$

где k_{va} – коэффициент изменения средней мощности передачи речевого трафика в зависимости от параметра речевой активности абонента a; B_{UL} – база сигнала в обратном канале связи; q_d^2 – требуемое отношение сигнал/шум; (i - 1) – количество сот, граничащих с сотой BS1; f_{Int} – нормированная аддитивная добавка уровня помехового фона в обратном канале со стороны абонентских станций соседних сот [1–3].

Число каналов прямого трафика BS1, потенциально доступных для дополнительного информационного обмена, составляет

$$\Delta M_{U \max} = 64 - 3 - M_U$$
.

Отношение сигнал/шум в тракте приемника MS2 определим при помощи методики, разработанной в [3, 4]. Если средние потери на трассе сигнала изменяются с дальностью связи как r^{μ}_{BS-MS} , мощность группового сигнала базовой станции по передаче речевого трафика составит в среднем Современные проблемы радиоэлектроники. 2017

$$P_{BS}^{TXtraf} = \frac{M_U k_{va} P_{MS}^{RXtraf}}{\pi R^2} \int_0^R \int_0^{R2\pi} r^{\mu} dr \alpha dr = M_U k_{va} P_{MS}^{RXtraf} \frac{2R^{\mu}}{\mu + 2}.$$
 (1)

Мощность обусловленной передачей речевого трафика аддитивной помехи в точке приема абонентской станции MS2 зависит от числа базовых станций во фрагменте и их удаленности от BS1 (рис. 1), с учетом системы ограничений для реального количества дополнительных каналов прямого трафика, принимает вид:

$$\begin{vmatrix} i = 1 : \Delta M_{U} \leq \operatorname{int} \left[2 \frac{B_{UL}}{q_{d}^{2}} \right] \\ i = 2 : \Delta M_{U} \leq \operatorname{int} \left[2 \frac{B_{UL}}{q_{d}^{2}} - \frac{k_{va}M_{U}}{\mu + 2} \right] \\ i = 3 : \Delta M_{U} \leq \operatorname{int} \left[2 \left(\frac{B_{UL}}{q_{d}^{2}} - 2 \frac{k_{va}M_{U}}{\mu + 2} \right) \right] \\ i = 4 : \Delta M_{U} \leq \operatorname{int} \left[2 \left(\frac{B_{UL}}{q_{d}^{2}} - \left(2 + \frac{1}{2^{\mu}} \right) \frac{k_{va}M_{U}}{\mu + 2} \right) \right] \\ i = 5 : \Delta M_{U} \leq \operatorname{int} \left[2 \left(\frac{B_{UL}}{q_{d}^{2}} - \left(2 + \frac{2}{2^{\mu}} \right) \frac{k_{va}M_{U}}{\mu + 2} \right) \right] \\ i = 6 : \Delta M_{U} \leq \operatorname{int} \left[2 \left(\frac{B_{UL}}{q_{d}^{2}} - \left(2 + \frac{2}{2^{\mu}} + \frac{1}{7^{\mu/2}} \right) \frac{k_{va}M_{U}}{\mu + 2} \right) \right] \\ i = 7 : \Delta M_{U} \leq \operatorname{int} \left[2 \left(\frac{B_{UL}}{q_{d}^{2}} - \left(2 + \frac{2}{2^{\mu}} + \frac{2}{7^{\mu/2}} \right) \frac{k_{va}M_{U}}{\mu + 2} \right) \right] \\ \Delta M_{U} \leq 64 - 3 - M_{U} \end{aligned}$$

$$(2)$$

Реальное число ΔM_U дополнительных каналов прямого трафика определяем в соответствии с системой уравнений (3) из условия

$$\Delta M_{U} = \begin{cases} \Delta M_{U}^{*}, \Delta M_{U \max} \ge \Delta M_{U}^{*} \\ \Delta M_{U \max}^{*}, \Delta M_{U \max} < \Delta M_{U}^{*} \end{cases}$$

Общую скорость передачи дополнительного прямого трафика получим с учетом максимальной скорости передачи данных в канале трафика, предусмотренной стандартом радиоинтерфейса: $\Delta R_{DL} = \Delta M_U \times 9600$ кбит/с. Итоговая графическая зависимость, иллюстрирующая возможности сверхнормативного информационного обмена в сети абонентского радиодоступа стандарта сdmaOne приведена на рис. 2.

Качественный анализ полученных зависимостей показывает следующее. С увеличением количества базовых станций (*i*) допустимое число M_U активных дуплексных каналов речевого трафика в соте сокращается, что обуславливает пополнение банка доступных каналов $\Delta M_{U \max}$. Число ΔM_U^* каналов прямого трафика, которые могут быть задействованы без нарушения внутрисистемной ЭМС, определяется уровнем внешнего помехового фона:

 ΔM_U^* уменьшается (*i* = 1,...,3) с добавлением новых BS и возрастает (*i* = 3,...,7) с уменьшением числа активных каналов, приходящихся на одну базовую станцию (см. также соотношение (2)).



Рис. 2. Общая скорость передачи дополнительного прямого трафика в Ч.Н.Н.

В рассмотренном выше примере, базовая станция в сети абонентского радиодоступа cdmaOne обладает в часы наибольшей нагрузки ресурсом, достаточным для передачи дополнительного прямого трафика с общей скоростью от 170 до 230 кбит/с. В часы с меньшей сетевой нагрузкой данная величина может быть существенно (в разы) большей.

Предложенный метод планирования сети абонентского радиодоступа стандарта cdmaOne обеспечивает максимальное использование частотно-временного ресурса прямого канала за счет передачи дополнительного абонентского трафика. Реализация метода требует разработки дополнительного программного обеспечения для базового сетевого оборудования, а также создания специального абонентского терминала, со-держащего многоканальный CDMA-приемник.

Список литературы

1. Методика оценки внутрисистемной электромагнитной совместимости системы радиосвзяи с кодовым разделением каналов / А.Ф. Крячко, К.В. Антонов, М.А. Глазнев, Я.Я. Ковалев, В.К. Лосев // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 11. С. 74–82.

2. Prasad R. Improved assessment of interference limits in cellular radio performance // IEEE Trans. Veh. Technol. 1991. Vol. 40. May.

3. Viterbi A.J., Viterbi A.M. Other-cell interference in cellular power-controlled CDMA // IEEE Trans. Commun. 1994. Vol. 42. Febr./March/Apr.

4. Veeravalli V.V., Sendonaris A. The coverage-capacity tradeoff in cellular CDMA systems // IEEE Trans. Veh. Technol. 1999. Vol. 48. Sept.

КВАНТОВАНИЕ ТЕПЛОВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ В УСЛОВИЯХ ЧАСТИЧНОЙ ЗАСВЕТКИ КАДРОВ

М. В. Жданов, И. С. Грузман (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет 630073, г. Новосибирск, пр-т. К. Маркса, 20 E-mail: iron.zhdanov@gmail.com

Разработан алгоритм для улучшения визуального восприятия тепловизионных изображений в условиях частичной засветки кадров, позволяющий при квантовании засвеченных тепловизионных изображений сохранять информацию об объектах. Приведены результаты исследования полученного алгоритма на реальных тепловизионных изображениях.

Основная задача тепловизионных приборов заключается в обнаружении слабоконтрастных объектов попавших в зону видимости оптической системы. Важную роль здесь играет визуальное восприятие этих объектов. Проблема плохой видимости имеет место, потому что исходное тепловизионное изображение является избыточным.

Известно, что для того чтобы хранить и отображать цифровые изображения достаточно 256 уровней яркости, т. е. 8 разрядов на пиксель. Однако тепловизионный сигнал имеет динамический диапазон много больше, чем 256 уровней и может достигать 16384 (14 бит на пиксель). Помимо этого фактора для таких изображений характерны резкие скачки яркости (вспышки, засветки) вследствие резкой смены окружающей обстановки, которые приводят к ухудшению различимости объектов. Поэтому на сегодняшний день существует проблема, которая связана с улучшением визуального восприятия тепловизионных изображений. Важно чтобы человек смог увидеть объекты, находящиеся на изображении в условиях действия высоких помех.

Целью работы является разработка способа квантования тепловизионных засвеченных изображений с сохранением информации об объектах. Полученный алгоритм квантования должен справлялся со своей задачей также при отсутствии засвеченных областей на изображении.

В данной работе было исследовано два пути решения проблемы: компенсация локального среднего яркости тепловизионного изображения [1] и морфологическая обработка [2]. Классический алгоритм компенсации заключается в применении низкочастотной фильтрации

$C = X - k(X \otimes h),$

где С – компенсированное по яркости изображение; Х – исходное изображение; k – ранее заданный коэффициент; h – функция рассеивания точки (ФРТ) размером n × n элементов. Размер ФРТ выбирается исходя из предположений о минимальном размере засвеченной области на изображении. Морфологическая обработка заключается в применении операций морфологического размыкания и замыкания [3] вместо предложенной низкочастотной фильтрации.

Для проведения исследований двух подходов на тепловизионных изображениях, была смоделирована яркостная помеха (вспышка) в виде пятна рассеяния, которая накладывалась на тепловизионное изображение. Результаты обработки изображения представлены на рис. 1.

Морфологическая обработка показала лучший результат, поскольку на полученном изображении не возникает резких выбросов яркости по краям засвеченной области в отличие от первого способа компенсации. К другим достоинствам морфологической обработки можно отнести отсутствие перепадов яркости по краям снимка.



Рис. 1. Исходное засвеченное тепловизионное изображение и результаты обработки: *a* – исходное изображение; *б* – результат компенсации с применением низкочастотной фильтрации; *в* – результат компенсации с применением морфологической обработки

Одним из недостатков тепловизионных изображений является размытость мелких деталей в результате съемки. Особенно это легко заметить после компенсации локального среднего тепловизионного изображения. Поэтому на втором этапе исследований было изучено два подхода для повышения резкости тепловизионных изображений. Первый подход основан на нахождении модуля градиента, второй способ заключается в вычислении лапласиана изображения [4]. Результаты повышения резкости тепловизионного изображения. Онного изображения показаны на рис. 2.



Рис. 2. Результаты обработки тепловизионного изображения: *а* – повышение резкости с использованием модуля градиента; *б* – повышение резкости изображения с использованием лапласиана

Использование лапласиана для повышения резкости тепловизионных изображений дает более высокий отклик на мелкие детали и не реагирует на медленные перепады яркости. Поэтому в качестве инструмента повышающего резкость выбран именно этот подход.

В результате проделанных исследований был разработан алгоритм обработки тепловизионных изображений, блок-схема которого представлена на рис. 3.

На практике возникают случаи, когда тепловизионное изображение имеет всего 256 или меньше уровней яркости. В такой ситуации применение данного алгоритма обработки не имеет смысла, изображение достаточно линейно контрастировать.

Современные проблемы радиоэлектроники. 2017



Рис. 3. Блок-схема алгоритма обработки тепловизионного изображения

Исследованный алгоритм обработки изображений был применен к реальным засвеченным тепловизионным снимкам. По полученным результатам обработки, приведенным на рис. 4, можно сделать вывод: разработанный алгоритм позволяет сохранять информацию об объектах на засвеченных и незасвеченных кадрах, хранить и воспроизводить цифровые тепловизионные изображения в 256 уровневом диапазоне яркости с разрядностью 8 бит на пиксель.



Рис. 4. Результаты обработки и исходные тепловизионные изображения: *a* – исходное незасвеченное изображение; *б* – результат обработки изображения *a*; *в* – исходное засвеченное изображение; *c* – результат обработки изображения *в*

Рассмотренный алгоритм отличается своей простотой и может быть реализован на реальных электронных компонентах.

Список литературы

1. Методы компьютерной обработки изображений / под ред. В.А. Сойфера. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. 784 с.

2. Leon F.P. Automated comparison of firearm bullets // Forensic Sci. Intern. 2006. 156, N 1. P. 40–50.

3. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB. М.: Техносфера, 2006. 616 с.

4. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2005. 1072 с.

5. Грузман И. С., Киричук В. С., Косых В. П. и др. Цифровая обработка изображений в информационных системах: учеб. пособие. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2002. 352 с.

ИМИТАТОР РАДИОСИГНАЛОВ НАВИГАЦИОННЫХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

А. С. Кондратьев, А. К. Дашкова, Ф. В. Зандер

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: FZander@sfu-kras.ru

Представлены результаты разработки имитатора радиосигналов навигационных космических аппаратов спутниковых радионавигационных систем ГЛОНАСС и GPS, позволяющего формировать радиосигналы, подобные реальным навигационным от ГЛОНАСС и GPS и воспроизводить навигационные сигналы произвольной группировки навигационных космических аппаратов при формировании единого навигационного поля

Возможность воспроизводить навигационные сигналы произвольной группировки космических аппаратов при формировании единого навигационного поля спутниковых радионавигационных систем (СРНС) способно существенно повысить надежность проверки навигационных приемников, функционирующих как в космическом пространстве, так и на Земле.

Предлагаемый имитатор относится к области радионавигации и может быть использован для формирования и воспроизведения реальных радиосигналов навигационных космических аппаратов (НКА), соответствующих вектору состояния (пространственных координат, составляющих вектора скорости и времени) НКА, находящихся на геостационарной, высокоэллиптической или произвольной орбитах в составе СРНС ГЛОНАСС и GPS, а также сигналов систем, функционально дополняющих СРНС.

Наиболее высокими характеристиками в настоящее время обладают имитаторы сигналов СРНС, используемые при разработке навигационной аппаратуры потребителя (НАП). В таких имитаторах моделируется движение спутниковой группировки, вычисляются задержки распространения радиосигналов от навигационных спутников до антенны НАП и смещение частоты за счет эффекта Доплера. Эти параметры учитываются при генерации имитируемых радиосигналов. Таким образом, имитаторы создают радиосигналы, аналогичные тем, которые поступают в антенну спутникового навигационного прибора, установленного на объекте, движущемуся по заданной траектории. Радиосигналы могут подаваться на антенный вход навигационного прибора по кабелю или непосредственно в антенну через специальный излучатель [1, 2].

Таким имитатором является, например, векторный генератор сигналов R&S SMBV100A с программной опцией ГНСС (<u>www.rohde-schwarz.com/ad/smbv-gnss</u>), обеспечивающий моделирование сигнала с профилями движения, многолучевым распространение, динамическим управлением мощностью и моделированием атмосферных явлений, поддержку A-GPS, LTE, HSPA+, GSM/EDGE, HD radio™ и FM стерео, с количеством сценариев реального времени GPS/Galileo до 12. Недостатком данного устройства является невозможность работы по сигналам ГЛОНАСС.

Указанный недостаток частично устранен в имитаторах спутниковых навигационных систем компании Spirent серии GSS8000, имеющих следующие характеристики:

• До трех частот в одном шасси.

• Поддержка GPS (L1, L2 P(Y), L2C, L5, M-noise), SBAS (WAAS, EGNOS, MSAS), GLONASS (L1, L2) и Galileo (E1, E5a/b, E6, OS, CS, SOL).

- До 48 каналов в одном шасси.
- 1 или 2 ВЧ-выхода на шасси.
- Моделируемая скорость до 120 км/с.

- Ускорение до 4450 м/с².
- Рывок до 890000 м/с³.
- Исключительная точность менее 10 мм.
- Точность изменения псевдодальности менее 1 мм/с.

Недостатком данного устройства является невозможность формировать сигналы ВТ-кода ГЛОНАСС.

Формирование радиочастотного сигнала эквивалентного полному совмещенному навигационному полю ГЛОНАСС (дальномерных кодов стандартной точности (СТ) и высокой точности (ВТ) в частотных диапазонах L1 и L2, а также дальномерного кода в частотном диапазоне L3), GPS, SBAS, Galileo обеспечивает CH-3803M – имитатор сигналов спутниковых навигационных систем ЗАО «КБ НАВИС», г. Москва (зарегистрирован в государственном реестре средств измерений под №20278-00 РФ). Он имеет следующие характеристики:

- Количество каналов имитации 32.
- Погрешность установки несущей частоты не более 80 Гц.
- Погрешность формирования псевдодальности не более 10 см.
- Диапазон установки уровня выходного сигнала минус 150...115 дБ•Вт.
- Дискретность установки выходного уровня 1 дБ•Вт.
- Погрешность установки выходного уровня не более 0,5 дБ.

• Имитация 1-го, 2-х или 3-х наземных НАП в едином навигационном поле СРНС.

• Отображение траектории движения наземных НАП на фоне цифровой карты.

• Имитация сложных динамических движений наземных НАП в любом географическом районе Земли с высотами от минус 1 км до плюс 5000 км.

- Динамические характеристики наземных НАП:
- скорость 0...12000 м/с;
- ускорение 0...500 м/с²;
- рывок 0...500 м/с³.
- Имеется встроенный контрольный навигационный приемник.
- Встроенный высокостабильный кварцевый генератор с параметрами:
- номинальная частота 10 МГц;
- кратковременная нестабильность не более 10⁻¹¹;
- погрешность частоты не более $5 \cdot 10^{-8}$.
- Погрешность формирования системной шкалы времени СРНС не более 50 нс.
- Имитация многолучевости распространения навигационных сигналов.

• Получение статистических оценок погрешностей навигационных определений подключаемой НАП в реальном времени.

• Системы координат, используемые СРНС: WGS-84, ПЗ-90, ПЗ-90.02, ITRF.

Недостатком данного устройства является невозможность воспроизводить навигационные сигналы произвольной группировки космических аппаратов при формировании единого навигационного поля СРНС.

Предлагаемый имитатор радиосигналов НКА, разработанный совместно с АО «НПП «Радиосвязь», включает модуль формирования навигационного сигнала, состоящий из последовательно соединенных модуля цифрового формирования навигационного сигнала и преобразователя частоты, выходом последовательно соединенного с аттенюатором и антенной излучателя, причем вход модуля цифрового формирования навигационного сигнала, являющийся входом модуля формирования навигационного сигнала имеет цифровой интерфейс для непосредственного ввода параметров навигационного сигнала, а выход модуля цифрового формирования навигационного сигнала является выходом реального навигационного сигнала заданной группировки НКА на промежуточной частоте, выход преобразователя частоты, являющийся выходом модуля формирования навигационного сигнала, является выходом реального навигационного сигнала заданной группировки НКА на частоте излучения заданной СРНС, а выход аттенюатора является выходом реального навигационного сигнала заданной группировки НКА на частоте излучения заданной СРНС с требуемым уровнем излучения.

В результате такого построения имитатора, появилась возможность формирования реальных навигационных радиосигналов для произвольной группировки НКА. Указанный эффект достигается за счет структурного построения имитатора, при котором происходит воспроизведение параметров навигационных радиосигналов, переданных по цифровому интерфейсу от любого управляющего устройства (например, ЭВМ, в которой они сформированы либо по фиксированной программе, либо по произвольной программе пользователя), непосредственно в модуль формирования навигационного сигнала (в модуль цифрового формирования навигационного сигнала). В отличие от аналогичных имитаторов, где применяется непосредственное управление параметрами формируемого навигационного радиосигнала.



Рис. 1. Структурная схема имитатора

Имитатор радиосигналов навигационных космических аппаратов (см. рис. 1) включает модуль формирования навигационного сигнала 1 в составе модуля цифрового формирования навигационного сигнала 2 и преобразователя частоты 3, с цифровым интерфейсом на входе, выход модуля цифрового формирования навигационного сигнала 2 является выходом реального навигационного сигнала заданной группировки НКА на промежуточной частоте, а выход преобразователя частоты 3 является выходом реального навигационного кигнала заданной группировки НКА на частоте излучения заданной СРНС и подключен к входу аттенюатора 4, являющемуся выходом реального навигационного сигнала заданной СРНС с требуемым уровнем излучения, выход которого соединен с антенной излучателя 5.

Имитатор работает следующим образом. Пользователь, с помощью собственной программы, исходя из требуемого типа СРНС, состава и характера движения группировки НКА, характера движения навигационного приемника потребителя и т. д. формирует соответствующие параметры навигационного сигнала. Далее эти параметры по цифровому интерфейсу (с высокой скоростью) передаются в модуль формирования навигационного сигнала 1, где путем цифрового синтеза в модуле цифрового формирования навигационного сигнала 2 происходит формирование и воспроизведение навигационного сигнала с нормированной погрешностью в соответствии с полученными параметрами.

Так как цифровой синтез и воспроизведение производится на относительно невысокой (промежуточной) частоте, достигается высокая скорость формирования и низкая (нормированная) погрешность воспроизведения реального навигационного сигнала произвольной группировки НКА при произвольном характере движения навигационного приемника потребителя. Далее сигнал переносится на частоту излучения заданной СРНС в преобразователе частоты 3, т. е. формируется реальный навигационный сигнал, который затем ослабляется в аттенюаторе 4 до уровней реальных сигналов от НКА (или до любого другого требуемого уровня). После чего сигнал излучается излучателем 5, либо подается по высокочастотному кабелю непосредственно на антенный вход проверяемой НАП.

Функциональные возможности имитатора:

для СРНС ГЛОНАСС:

• формирование навигационных сигналов (НС) НКА СНС в частотных диапазонах L1;

• формирование дальномерных кодов стандартной точности (СТ) и высокой точности (ВТ) в частотных диапазонах L1;

• НС соответствуют интерфейсным контрольным документом (ИКД) СРНС ГЛО-НАСС редакции 5, 6.

для CPHC GPS:

- формирование радиочастотных НС НКА СРНС в частотных диапазонах L1;
- формирование дальномерных кодов С/А в частотном диапазоне L1;
- HC GPS соответствуют ИКД:
 - HC C/A, L2CM, L2CL IS-GPS-200D от 07.12.2004 года;
 - HC I5, Q5 ICD-GPS-705 от 16.04.2001 года.

Технические характеристики имитатора:

- Имитируемые СНС: ГЛОНАСС, GPS.
- Количество каналов имитации 12.
- Погрешность установки несущей частоты НС не более 80 Гц.
- Погрешность формирования псевдодальности не более 10 см.
- Диапазон установки уровня выходного сигнала минус 180...100 дБВт.
- Дискретность установки выходного уровня 1 дБВт.
- Погрешность установки выходного уровня не более 0,5 дБ.
- Встроенный высокостабильный кварцевый генератор с параметрами:
 - номинальная частота 10 МГц;
 - относительная нестабильность на интервале 1 с не более $1,0 \cdot 10^{-11}$;
 - относительная нестабильность за сутки не более 1,0•10⁻⁹
- Погрешность формирования системной шкалы времени СРНС не более 10 нс.
- Системы координат, используемые СНС: WGS-84, ПЗ-90, ПЗ-90.02, ITRF.
- Время непрерывной работы в нормальных условиях: 24 часа.

Список литературы

1. Состояние и перспективы развития эталонной базы и прецизионных средств измерений координат и времени / И.А. Шайко, А.М. Кудрявцев, С.И. Донченко, А.В. Пастухов, Ю.А. Клейменов, Г.П. Пашев // Тезисы докл. Всерос. конф. «КВО-2005», С.-Петербург, 11–15 апр. 2005 г.

2. Способ формирования сигналов радионавигационной системы ГЛОНАСС / А.А. Скобелина, А.С. Бандуры, В.Л. Ткалич // Науч.-техн. вестник СПбГУ ИТМО. Вып. 40. Науч. школа «Информационная безопасность, проектирование, технология элементов и узлов компьютерных систем». Труды молодых ученых / Гл. ред. д.т.н., проф. В.И. Васильев. СПб.: СПбГУ, ИТМО, 2007. 290 с.

УЧЕБНО-ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС «ИМИТАТОР–ПРИЕМНИК» СИГНАЛОВ ГЛОНАСС И GPS

А. К. Дашкова, Ф. В. Зандер (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: FZander@sfu-kras.ru

Представлен результат разработки одного из возможных вариантов комплексного решения поставленной задачи – технический проект учебно-экспериментального комплекса «Имитатор-приемник» сигналов СРНС на базе разработанного совместно СФУ и АО «НПП «Радиосвязь» имитатора сигналов СРНС МРК-111 и оригинального приемника навигационных сигналов на базе отечественной СБИС, где в качестве узла цифровой обработки сигналов применены технические решения корпорации *National instruments* и обычный персональный компьютер.

Приемная аппаратура спутниковых радионавигационных систем (СРНС) становится все более массовым средством, которое находит применение в различных областях нашей жизни [1]. Поэтому необходимы новые подходы в изучении принципов работы приемной аппаратуры СРНС. Актуально создание такого учебноэкспериментального комплекса, который позволял бы работать как по реальному сигналу СРНС, так и по сигналу, формируемому имитатором сигналов СРНС, позволяющему задавать самому обучаемому нужные параметры, а меняя настройки приемника СРНС, изучать процесс приема и обработки сигналов СРНС[3].

В докладе представлен результат разработки одного из возможных вариантов комплексного решения поставленной задачи – технический проект учебно-экспериментального комплекса «Имитатор-приемник» сигналов СРНС на базе разработанного совместно СФУ и АО «НПП «Радиосвязь» имитатора сигналов СРНС МРК-111 и оригинального приемника навигационных сигналов на базе отечественной СБИС, где в качестве узла цифровой обработки сигналов применены технические решения корпорации *National Instruments* и обычный персональный компьютер.

Разработанный комплекс предназначен для приема сигналов от навигационных космических аппаратов (НКА) СРНС (или имитатора МРК-111), измерения навигационных параметров, выделения служебной информации (включающей эфемериды и временные поправки), решения навигационной задачи и вывода полученных данных для изучения.

В состав комплекса входят (см. рис. 1): антенна (или MPK-111), радиотракт (СВЧ преобразователь и усилитель, программируемый синтезатор частот, аналоговоцифровой процессор первичной обработки), опорный кварцевый генератор, плата сбора данных (интерфейс сбора и передачи данный), персональный компьютер (ПК) (вычислительный блок, пользовательский интерфейс), блок питания.

Сигнал, принимаемый на антенну (или с выхода имитатора) поступает на радиотракт, там он усиливается, переносится на частоту близкую к нулю и обрабатывается. На выходе радиотракта формируются квадратурные выборки, которые через плату сбора данных поступают на ПК где и решается навигационная задача. Так же через ПК обеспечивается управление всеми блоками комплекса.

В качестве радиотракта была использована отечественная СБИС *RFIC*02 производства РИРВ, представляющая собой полный радиотракт приема сигналов ГЛОНАСС и *GPS*, выполненный на одном кристалле. Параметры *RFIC*02 приведены в таблице.



Рис. 1. Обобщенная электрическая структурная схема комплекса

Таблица

Основные параметры КГІСО2	тры <i>RFIC</i> 02	парамет	Основные
---------------------------	--------------------	---------	----------

Коэффициент шума, дБ	5
Общее усиление, не менее, дБ	100
Частота первого гетеродина, МГц	1200/1500
Частота второго гетеродина, МГц	150/250
Уровень фазовых шумов первого гетеродина при отстройке 100 кГц, не более, дБн/Гц	-90
Частота сравнения фазового детектора, МГц	1
Диапазон АРУ, дБ	50
Диапазон выходных частот в канале ГЛОНАСС, МГц	0-30
Диапазон выходных частот в канале GPS, МГц	0-30
Размах выходного дифференциального сигнала на нагрузке 200 Ом, мВ	200
Входная мощность 1 дБ компрессии при минимальном усилении, дБм	-70
Размах дифференциального сигнала тактовой частоты на нагрузке 200 Ом, мВ	200
Потребляемый ток, мА	60
Напряжение питания, В	3–3,6
Рабочая температура, °С	От -40 до 85
Тип корпуса	QFN 64
Технология	БиКМОП 0,6µ

Необходимая полоса пропускания входного фильтра определяется реальной шириной спектра сигнала, доплеровским сдвигом частоты и запасом по частоте зависящим от нестабильностей частот принимаемого сигнала и гетеродина приемника, погрешностей в настройке приемника. Диапазон входных частот для микросхемы *RFIC*02 для диапазона L1 1570±1610 МГц. Соответственно полоса пропускания входного микрополоскового фильтра по уровню не менее –3 дБ равна этому значению. Подавление на частоте зеркального канала не менее –60 дБ. В качестве входных микрополосковых СВЧ фильтров использованы многорезонаторные ППФ фильтры производимые фирмой «МИКРАН». Частотные диапазоны фильтров в тракте ПЧ1 и ПЧ2 определяются состоянием внутренних регистров, устанавливающих коэффициенты деления для синтезатора частоты и ГУН. Так как несущие частоты в тракте ПЧ1 равны 200 МГц и 180 МГц для каналов ГЛОНАСС и *GPS* соответственно, то можно использовать фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ). Подавление на частоте соседнего канала не менее 60 дБ. Для получения требуемых характеристик использованы фильтры, изготавливаемые фирмой *SAWTEK inc*. В тракте ПЧ2 фильтры настроены на частоты 12 МГц и 25 МГц для каналов *GPS* и ГЛОНАСС соответственно. На этих частотах можно использовать фильтры на сосредоточенных элементах для получения лучшей АЧХ.

Выбор модели платы сбора данных ограничивался количеством ее цифровых и аналоговых входов выходов. Для создания учебно-экспериментального комплекса была использована плата NI 6251 PCI корпорации «National Instruments». Она имеет 24 цифровых входа/выхода, 16 аналоговых выходов с символьной скоростью 1,25 MS/s и разрешением 16 бит. Передача данных осуществляется через PCI порт.

Важной особенностью этого устройства является совместимость с программным обеспечением *LabView*, с помощью которого можно достаточно просто управлять платой и производить обработку сигналов [2].

В результате, на рис. 2 представлена функциональная схема приемной части разработанного учебно-экспериментального комплекса.



Рис. 2. Функциональная схема приемной части комплекса

Функциональная схема состоит из двух основных частей: радиотракт и блок обработки данных. В случае работы по реальному сигналу НКА процесс приема и обработки сигналов следующий. Принимаемые сигналы ГЛОНАСС и GPS поступают на приемную активную антенну с коэффициентом усиления +3дБ. С выхода антенны сигналы поступают на микрополосковый фильтр, играющий роль входной цепи (ВЦ) и далее, через цепь согласования, на вход МШУ. В МШУ сигналы усиливаются и через микрополосковый фильтр поступают на вход первого смесителя, в котором сигналы переносятся на частоты первого ПЧ путем вычитания частоты и усиливаются в УПЧ1. Опорный сигнал гетеродина для первого смесителя поступает с ГУН синтезатора частоты. Сигналы после УПЧ1 выделяются соответствующими фильтрами на ПАВ и далее обрабатываются каждый в отдельном канале.

В тракте промежуточной частоты сигналы каналов ГЛОНАСС и GPS проходят через второе преобразование частоты с помощью вторых смесителей СМ2а и СМ2б. Управление усилением этих смесителей осуществляется по последовательному интерфейсу. К дифференциальным выходам подключены ПАВ фильтры. Сигналом второго гетеродина является поделенный сигнал первого гетеродина. После этого преобразова-

ния сигналы ГЛОНАСС и GPS переносятся в диапазон частот, используемый при цифровой обработке.

В УПЧ2а и УПЧ2б сигналы второй ПЧ усиливаются до требуемого уровня. УПЧ2а и УПЧ2б представляют собой многокаскадные усилители. Усиление входного каскада постоянно, а усилением остальных каскадов можно управлять. Основное назначение УПЧ2 – компенсация изменения общего усиления тракта при различной температуре и напряжении питания. Благодаря встроенному АРУ поддерживается постоянный уровень входного сигнала при подключении на вход приемника активной и пассивной антенн.

Далее сигналы преобразуются в цифровую форму в АЦП. Два трехуровневых АЦП обеспечивают на тех же выходах цифровые сигналы. Каждое АЦП содержит два компаратора. Значение пороговой величины задается через последовательный интерфейс, а уровень аналогового сигнала поддерживается системой АРУ, управляемой через тот же последовательный интерфейс. Затем сигналы через последовательный интерфейс поступают на плату сбора данных (ПСБ) и далее через *PCI* слот в ПК, где происходит окончательная обработка.

Разработанный комплекс позволяет исследовать сигналы, принимаемые с СРНС ГЛОНАСС и GPS. Основное отличие данного комплекса заключается в возможности гибко и без углубленного знания низкоуровневого языка программирования изменять программу первичной обработки данных и решения навигационной задачи в зависимости от решения поставленной задачи.

Список литературы

1. Харисов В.Н. Глобальная спутниковая радионавигационная система ГЛОНАСС: под ред. В.Н. Харисова, А.И. Петрова, В.А. Болдина. М.: ИПРЖР, 1998. 400 с.

2. Тревис Дж. LabView для всех / Джеффри Тревис: Пер. с англ. Н.А. Клушин. М.: ДМК Пресс; ПриборКомплект, 2005. 544 с.

3. Власов И.Б. Глобальные навигационные спутниковые системы: учеб. пособие. М.: Изд-во МГТУ им. Баумана, 2008. 182 с.

МЕТОД РАСПОЗНАВАНИЯ КЛАССОВ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ, ОСНОВАННЫЙ НА ОТНОШЕНИИ ОТСЧЕТОВ КОРРЕЛИРУЮЩИХ АМПЛИТУД ЭХОСИГНАЛА

Д. О. Мартынов¹, А. В. Киселев¹, С. Я. Прудников²

¹Новосибирский государственный технический университет 630073, г. Новосибирск, пр-т Карла-Маркса, 20 E-mail: nil_rtu@ngs.ru ²AO «НПО "НИИИП-НЗиК"» 630015, г. Новосибирск, ул. Планетная, 32

На основе распределения вероятности отношения коррелирующих амплитуд эхосигнала построен алгоритм распознавания радиолокационных целей. Исследованы возможности алгоритма при распознавании двух и трех классов целей, для чего были выведены и представлены аналитические выражения для расчета вероятностей правильного распознавания. Методами цифрового моделирования получена экспериментальная оценка эффективности синтезированного алгоритма распознавания.

Целью данной работы является попытка оценить возможности распознавания радиолокационных целей с помощью сравнительно простого алгоритма. В работе [1] авторы получили распределение вероятности отношения разнесенных во времени отсчетов амплитуд эхосигнала:

$$W(\alpha) = \frac{2(1-\rho^2)\alpha(1+\alpha^2)}{\left[(1+\alpha^2)^2 - 4\alpha^2\rho^2\right]^{\frac{3}{2}}},$$
(1)

где α – отношение отсчетов амплитуды эхосигнала; ρ – коэффициент корреляции между ними.

Предположение о возможности построения алгоритма распознавания с использованием распределения (1) основано на том, что амплитуда эхосигнала флуктуирует во времени, причем скорость флуктуации (ширина спектра флуктуации) зависит от размеров объекта. Эхосигналы, полученные от объектов большого размера, флуктуируют быстрее и обладают более узкой шириной основного лепестка автокорреляционной функцией (меньшим интервалом корреляции), чем сигналы, отраженные от объектов меньшего размера. Это позволяет использовать в качестве признака распознавания коэффициент корреляции между отсчетами амплитуд эхосигнала.

Для построения алгоритма распознавания найдем отношение правдоподобия, основанное на распределении (1) и воспользуемся критерием максимального правдоподобия:

$$\frac{W(\alpha / \mathrm{II})}{W(\alpha / \mathrm{I})} = \frac{\left[(1 + \alpha^2)^2 - 4\alpha^2 R_1^2\right]^{\frac{3}{2}}}{\left[(1 + \alpha^2)^2 - 4\alpha^2 R_2^2\right]^{\frac{3}{2}}} \times \frac{1 - R_2^2}{1 - R_1^2} \gtrless 1,$$
(2)

где $W(\alpha/I)$ и $W(\alpha/II)$ – условные распределения вероятностей отношения коррелированных амплитуд для целей двух классов; R_1 и R_2 – коэффициенты корреляции, соответствующие классам 1 и 2.

Преобразование выражения (2) позволяет получить решающее правило (алгоритм) для случая распознавания из двух классов радиолокационных целей. При этом в ходе решения была обнаружена необходимость использования двух пороговых значений (обычно при распознавании из двух классов используется одно пороговое значение). Полученное решающее правило имеет следующий вид:
где α_{p1} и α_{p2} – пороговые значения, определяемые следующим образом:

$$\alpha_{p1} = \sqrt{C - \sqrt{C^2 - 1}}; \quad \alpha_{p2} = \sqrt{C + \sqrt{C^2 - 1}},$$
(4)

а вспомогательный коэффициент С находится с помощью следующего выражения:

$$C = 2R_2^2 + \frac{2(R_2^2 - R_1^2)}{\left(\frac{1 - R_1^2}{1 - R_2^2}\right)^{\frac{2}{3}} - 1} - 1.$$
 (5)

Из полученных выражений (4, 5) можно предварительно судить о достоинстве разработанного алгоритма распознавания, а именно о его простоте. Для нахождения пороговых значений требуется знать только коэффициенты корреляции между отсчетами амплитуд эхосигнала для каждого из распознаваемых классов. Получить эти значения можно экспериментально, что и было сделано при цифровом моделировании работы алгоритма (об этом см. далее). От энергетических параметров сигнала работа алгоритма не зависит в силу особенности распределения отношения амплитуд (1).

Для теоретической оценки эффективности работы алгоритма требуется получить аналитические выражения для нахождения вероятностей правильного распознавания. Для этого необходимо вычислить определенные интегралы от функции распределения вероятностей (1) в пределах, устанавливаемых решающим правилом (3). Неопределенный интеграл от функции распределения (1) даст следующий результат:

$$\int W(\alpha) d\alpha = \frac{\alpha^2 - 1}{2\sqrt{\alpha^4 + \alpha^2 (2 - 4\rho^2) + 1}}.$$
 (6)

Далее в соответствии с решающим правилом (3) и найденным неопределенным интегралом (6) можно получить аналитические выражения, позволяющие оценить вероятности правильного распознавания для каждого класса (пока рассматривается задача распознавания двух классов). Для первого класса имеем:

$$P1 = \int_{0}^{\alpha_{p1}} W(\alpha / I) d\alpha + \int_{\alpha_{p2}}^{+\infty} W(\alpha / I) d\alpha =$$

$$= \frac{\alpha_{p1}^{2} - 1}{2\sqrt{\alpha_{p1}^{4} + \alpha_{p1}^{2}(2 - 4R_{1}^{2}) + 1}} + 1 - \frac{\alpha_{p2}^{2} - 1}{2\sqrt{\alpha_{p2}^{4} + \alpha_{p2}^{2}(2 - 4R_{1}^{2}) + 1}}.$$
(7)

Для второго класса аналогично получим:

$$P2 = \int_{\alpha_{p1}}^{\alpha_{p2}} W(\alpha / II) d\alpha =$$

$$= \frac{\alpha_{p2}^{2} - 1}{2\sqrt{\alpha_{p2}^{4} + \alpha_{p2}^{2}(2 - 4R_{2}^{2}) + 1}} - \frac{\alpha_{p1}^{2} - 1}{2\sqrt{\alpha_{p1}^{4} + \alpha_{p1}^{2}(2 - 4R_{2}^{2}) + 1}}.$$
(8)

Для расширения полученных результатов на случай распознавания трех классов необходимо дополнительно рассмотреть еще одно отношение правдоподобия:

$$\frac{W(\alpha / \text{III})}{W(\alpha / \text{II})} = \frac{\left[(1 + \alpha^2)^2 - 4\alpha^2 R_2^2\right]^{\frac{3}{2}}}{\left[(1 + \alpha^2)^2 - 4\alpha^2 R_3^2\right]^{\frac{3}{2}}} \times \frac{1 - R_3^2}{1 - R_2^2} \gtrless 1.$$
(9)

Совместное упрощение неравенств (2) и (9) позволяет получить решающее правило для случая распознавания трех классов:

 $\begin{cases} \text{если } 0 < \alpha < \alpha_{p_1} \land \alpha_{p_4} < \alpha < \infty - \text{ объект относится к классу I;} \\ \text{если } \alpha_{p_1} < \alpha < \alpha_{p_2} \land \alpha_{p_3} < \alpha < \alpha_{p_3} - \text{ объект относится к классу II;} \\ \text{если } \alpha_{p_2} < \alpha < \alpha_{p_3} - \text{ объект относится к классу III.} \end{cases}$ (10)

Для решающего правила (10) имеем уже четыре пороговых значения, которые вычисляются следующим образом:

$$\alpha_{p1} = \sqrt{C2 - \sqrt{C2^2 - 1}}; \quad \alpha_{p4} = \sqrt{C2 + \sqrt{C2^2 - 1}}; \alpha_{p2} = \sqrt{C1 - \sqrt{C1^2 - 1}}; \quad \alpha_{p3} = \sqrt{C1 + \sqrt{C1^2 - 1}},$$
(11)

где аналогично выводу (4) введены вспомогательные коэффициенты:

$$C2 = 2R_2^2 + \frac{2(R_2^2 - R_1^2)}{\left(\frac{1 - R_1^2}{1 - R_2^2}\right)^{\frac{2}{3}} - 1} - 1; \quad C1 = 2R_3^2 + \frac{2(R_3^2 - R_2^2)}{\left(\frac{1 - R_2^2}{1 - R_3^2}\right)^{\frac{2}{3}} - 1} - 1.$$
(12)

Выражения для расчета вероятностей правильного распознавания для случая трех классов не приводятся в силу их громоздкости. Получить их можно с помощью результата (6) и формулы Ньютона-Лейбница аналогично выводу выражений (7) и (8).

Ниже представлены теоретические зависимости вероятностей распознавания от дальности до объекта, полученные с помощью выражений (7), (8) и аналогичных выражений для трех классов (рис. 1). Алфавиты классов при этом составлены следующим образом: крупно/средне/малоразмерный объект при распознавании из трех классов; крупно/малоразмерный объект при распознавании из двух классов.

Рис. 1 позволяет увидеть некоторые особенности разработанного алгоритма.

1. Как и предполагалось ранее, алгоритм оказался независимым от энергетических параметров сигнала (в данном случае к уменьшению мощности при увеличении дальности до объекта).

2. Следствием первого вывода оказалась явная асимптотика зависимостей вероятностей распознавания. Пороги распознавания также оказались близки к константам, начиная с некоторой малой дальности, что является достоинством, так как отпадает необходимость постоянного отслеживания пороговых значений.

3. Распознавание разных классов оказалось не равновероятным, причем вероятности распознавания могут отличаться значительно. Это можно исправить, сдвигая пороги распознавания. Таким образом можно добиться любых соотношений вероятностей распознавания.

Далее приводятся результаты цифрового моделирования работы алгоритма. Для этого моделировались реализации эхосигнала для каждого класса радиолокационных объектов. Для оценки устойчивости используемого признака (коэффициент корреляции

между отсчетами амплитуд эхосигнала) моделировались две группы радиолокационных объектов, параметры которых взяты с [2] и приводятся в (табл. 1 и 2). В качестве оценки эффективности алгоритма рассчитывалась средняя вероятность правильного распознавания для каждого класса. Вероятности эти также представлены в (табл. 1 и 2). К пороговым значениям (4) были добавлены поправочные коэффициенты, обеспечивающие равные вероятности распознавания.



Рис. 1. Зависимости вероятностей правильного распознавания от дальности до объекта

Таблица 1

Распознавание двух классов (первая группа объектов)

Класс	Объект	Средняя ЭПР, м ²	Средняя Скорость, Средняя шири ЭПР, м ² м/с спектра		Вероятность распознавания
				флуктуации, Гц	
Малоразмерный	Крылатая ракета	0,22	820	3,15	0,6
Крупноразмерный	B-52H	28,2	227	19,9	0,6

Таблица 2

Распознавание двух классов (вторая группа объектов)

Класс	Объект	Средняя ЭПР, м ²	Скорость, м/с	Средняя ширина спектра	Вероятность распознавания
				флуктуации, Гц	
Малоразмерный	Крылатая ракета	0,38	1000	5,5	0,58
Крупноразмерный	Средний	22,25	833	16,3	0,57
	бомбардировщик				

Полученные результаты (табл. 1, 2) позволяют сделать некоторые выводы.

1. Путем домножения пороговых значений (4) на эмпирически полученные константы (причем значение констант для случая распознавания двух и трех классов совпали) удалось добиться равных значений вероятностей правильного распознавания каждого класса.

2. Полученный алгоритм оказался достаточно устойчивым к некоторому изменению алфавита классов (значения постоянных множителей для порогов не менялись при рассмотрении разных групп объектов).

3. Главным недостатком алгоритма является относительно невысокая достоверность распознавания. Для распознавания трех классов алгоритм оказывается непригоден, т.к. вероятности ошибок превышают вероятности правильного распознавания. Стоит отметить, однако, что в данной работе не рассматривались способы повышения достоверности распознавания – методы голосования и накопления информации (решения проводились по одной паре отсчетов эхосигнала).

4. Достоинством разработанного алгоритма является его простота. «Входной» информацией для решающего правила является отношение отсчетов амплитуд эхосигнала. Причем не является принципиальным, как эти отсчеты получены – в разных положениях луча антенны при обзоре/сопровождении, либо в соседних сканирующих лучах если их несколько. Само решающее правило (пороги распознавания) не зависит от энергетических параметров объекта (дальности до него). Важным оказывается лишь факт наличия объекта.

Список литературы

1. Пупко А.М., Каныгина Е.А. Декорреляция отраженных сигналов и точность углометрии // Вопросы радиоэлектроники. 1984. Сер. Общие вопросы радиоэлектроники (OBP). Вып. 11.

2. Методы радиолокационного распознавания и их моделирование / Я.Д. Ширман, С.А. Горшков, С.П. Лещенко, Г.Д. Братченко, В.М. Орленко // Радиолокационное распознавания и методы математического моделирования. 2000. Сер. Радиолокация и радиометрия. Вып. 3.

ПРИМЕНЕНИЕ РАЗРАБОТАННОЙ ПРОГРАММЫ ДЛЯ РАСЧЕТА РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ УГЛОВ ПРИХОДА КОРОТКИХ РАДИОВОЛН

Н. М. Жанг¹, А. И. Агарышев² (научный руководитель)

¹Государственный технический университет имени Ле Куй Дона 236, ул. Хоанг Куок Вьет, Ханой, Вьетнам E-mail: nmgiang44@gmail.com ²Иркутский национальный исследовательский технический университет 664074, г. Иркутск, ул. Лермонтова, 83 E-mail: aai.irk@mail.ru

Разработана программа, обеспечивающая расчет более оперативный углов прихода коротких радиоволн (КВ), применение которой позволяет повысить эффективность работы приемо-передающих антенн. На ряде трасс приведены результаты экспериментальной проверки точности выполненных расчетов.

Введение

Актуальность прогнозирования углов прихода радиоволн в настоящее время обусловлена разработкой программы расчета углов прихода коротких радиоволн (КВ) [1]. Углы прихода КВ гораздо сильнее зависят от параметров регулярной и случайной неоднородности ионосферы и дополнительно механизм влияния случайной неоднородности ионосферы следует из работы [2], ввиду различия со стороны спектра влияющего на эти углы на высотах от ≈ 100 км до высот влияния ≈ 300 км.

Цель настоящей работы состоит в представлении примеров программы прогнозирования углов прихода КВ (рис. 1). При этом дано описание примеров использования программы для решения практических задач.

Программа расчета углов прихода КВ

В программе предусмотрены два режимы расчета. Первый режим – это расчет суточной вариации углов прихода рассмотренного мода КВ в пункт приёма. Второй режим – это прогнозирование углов излучения и приёма всех мод КВ, принятых в заданной области в заданное конкретное время. В качестве входных данных используются: дата, время T, среднее число Вольфа W, соответствующее заданной дате, географические координаты передатчика и приёмника, интенсивность рассеяния S по работе [2], минимальный и максимальный угол излучения, шаг по углу $\Delta \theta$, шаг по траектории ΔS .

Входные данные: дата 15.02.14 г., мод 1F2, географические координаты пункта передачи (г. Новосибирск): широта 54.02°, долгота 82.93°, географические координаты пункта приёма (г. Москва): широта 55.75°, долгота 37.62°. Рабочая частота – 18 МГц, среднее число Вольфа в феврале – 103 [3].

На рис. 2, *а* и *б* представлены результаты расчета суточной вариации углов излучения (левый рис. 2) и приёма радиоволн (правый). Из рис. 2, *а* и *б* видно, что интервал углов излучения составляет от 7° до 8°, а интервал углов приёма радиоволны – от 5° до 10°. Более широкое изменение углов приёма радиоволн обусловлено влиянием неоднородностей ионосферы на характеристики распространения радиоволн [2].

Приведены примеры также расчета угловых характеристик мод, приходящих в области от пункта передачи до конечного пункта. Ниже представлены дистанционноугловые мод, полученные при рабочей частоте 18 МГц (рис. 3, 4). Исходные данные для расчета: дата 24.05.2004, время 23:37:56. Географические координаты пункта приёма долгота 35°, широта 30°. Число Вольфа 100.

Секция «Радиотехнические системы»

Файл Опрограмме Помощь				
Программа моделирования				
Рабочая частота Fc (МГц) 16,8 dгол излучения (Град)	Параметры слоя Е HmE_передат(Км) 110 YmE_передат (Км) 20	Широта перед 48,55 Долгота перед 135,25		
Иинимальный угол 1	Шаг прирашения 1	Широта приём 🛛	51,82	
Максимальный угол 80	Левый генератор возмущения (Град) От -1 До 1	Долгота приём [1 Число Волфа [6	103,07 50	
Шагугла 0.01	Гіравый генератор возмущения (Град) От -1 До 1			
Прогнозирование всех модов в приёмнике	, приходящих Прогнозирование углов прих течение суток Дата 15.11.1977	кода заданного мод	ав	
Дата 15.01.2014 Время 2:00:00	Мод f Время T1 0:00:00	—————————————————————————————————————		
	Время T2 23:00:00	3any	јск	
Запуск				

Рис. 1. Интерфейс программы прогнозирования углов прихода КВ [1]



Рис. 2. Временная зависимость углов излучения и прихода КВ



Рис. 3. Дистанционно-угловые характеристики углов излучения (УИ, справа) и приёма (УП, слева) мода 1F2 при f = 18 МГц



Рис. 4. Дистанционно-угловые характеристики углов излучения (УИ, справа) и приёма (УП, слева) мода 2F2 при f = 18 МГц

Мод 1F2 наблюдается на расстояниях 2300–4200 км, а мод 2F2 наблюдается на расстояниях 4500–7600 км. На рис. 3 и 4 следует обратить на различие УП и УИ мода 1F2 слева и справа. На рабочей частоте 18 МГц наблюдаются только радиоволны, которые отражаются от слоя F2, а не отражаются от слоя E.

Результаты экспериментальной проверки точности выполненных расчетов

Ниже приведены результаты измерений углов прихода мода 1F2 на трассах Москва – Ростов-на-Дону, Минск – Ростов-на-Дону в ноябре, декабре 2013 г. [4] (рис. 5–8) и Хабаровск – Иркутск в октябре 1977 г. [2] (рис. 9).Числа Вольфа – ноябрь 72, декабрь 90 [3].



Рис. 5. Временная зависимость углов прихода КВ на трассе Москва–Ростов-на-Дону по расчетам и экспериментальныеданные: 23.11.2013 г., 5:00–6:00, на частоте 4,996 МГц [4]

Входные данные для прогнозирования. Длина трассы 931 км. Широта и долгота Москвы 55.6°, 39.9°. Широта и долгота Ростова-на-Дону 47.23°, 39.7°. Из расчетов следует, что суточный диапазон углов прихода мода 1F2 заключался 22°–42° московского времени (мск). В частности, в интервале времени с 5:00 до 6:00 мск среднее значение углов прихода КВ равно 35°. Эти результаты расчетов согласуются с результатами измерений мода F₀, представленными на рис. 5 и показанного вертикальной стрелкой.

Для трассы Москва – Ростов-на-Дону проводилось еще расчет углов прихода KB с такими же входными данными, но при рабочей частоте f = 9,996 МГц и f = 14,996 МГц. Из рис. 6 видно, что в интервале времени с 9:00 часов до 10:00 мск углы прихода KB изменяются в интервале от 29 до 34° и среднее значение углов прихода ДKB – 32°. Эти результаты расчетов хорошо согласуются с результатами измерений мода F₀ – обыкновенная компонента мода 1F2, представленными на этом же рисунке. Отмечено, что не наблюдался мод 2F2 из расчетов с 09 до 10 ч для рабочей частоты 9,996 МГц и с 05 ч до 06 ч – для рабочей частоты 4,996 МГц, хотя по результатам эксперимента (рис. 4, 5, 7,

справа) этот мод присутствует. Для обоснования этого явления проводился расчет значения максимальной применимой частоты мода 2F2 (МПЧ2F2) для трассы Москва– Ростов-на-Дону по методу равных скачков [2]. Полученные значения МПЧ2F2 в 9 ч и 10 ч мск равны 7,45 МГц и 8,3 МГц, в 5 ч и 6 ч МПЧ2F2, соответственно, 3,4 МГц и 3,95 МГц. По этим результатам расчета МПЧ2F2 следует, что при рабочей частоте 9,996 МГц невозможно наблюдать мод 2F2 в интервале с 9 ч до 10 ч. При рабочей частоте 4,996 МГц с 5 ч до 6 ч невозможно наблюдать мод 2F2. На практике прохождение радиоволн с f > МПЧ2F2 возможно из-за влияния случайных неоднородностей ионо-сферы двух различных типов: 1) мелкомасштабных неоднородностей N с характерным размер <1 км, расположенных ниже отражающего радиоволны слоя; 2) с размером свыше 100 км, к которым можно отнести перемещающиеся возмущения ионосферы. Те же самые данные имеет расчет МПЧ2F2 по методу равных МПЧ [2].



Рис. 6. Изменения углов прихода КВ на трассе Москва–Ростов-на-Дону и экспериментальное распределение, 23.11.2013, 9:00 – 10:00 мск, f = 9,996 МГц



Рис. 7. Изменения углов прихода КВ на трассе Москва–Ростов-на-Дону и экспериментальное распределение 09.12.2013 г., 13:00–14:00 мск, f = 14,996 МГц

Из графика, приведенного на рис. 7, следует, что среднее значение углов прихода мода 1F2 KB с 13:00 до 14:00 мск составляет 33°. Эти результаты совпадают со значением мода 1F2 по результатам эксперимента.



Рис. 8. Изменения углов прихода ДКВ на трассе Минск–Ростов-на-Дону и экспериментальное распределение 01.12.2013 г., 14:00–15:00 мск, f = 11,730 МГц

Из графика, приведенного на рис. 8, получено среднее значение углов прихода мода 1F2 KB с 14:00 до 15:00 ч, которое равно 23,5°. Это результат прогнозирования больше результатов эксперимента на 2 градуса, что вполне приемлемо с учетом надежности определения исходных данных.

На трассе Хабаровск – Иркутск были использованы средние данные за месяц [2] углы приема КВ. Видно, что результаты расчета по методике [2] (8°) хуже согласуются, чем данная методика. Отличия результатов по данной методике и результатов измерений вызвано отличиями прогнозируемых данных от реальных параметров.



Рис. 9. Рассчитанные методом [2] (штриховые кривые), разработанным методом (сплошные кривые) и результаты измерений (точки с доверительными пределами)

Оптимизации диаграмм направленности антенн

При проектировании коротковолновых антенн большое значение имеет задание углов наклона лучей, достигающих пункта приема. Можно использовать разработанную программу расчета. Дадим пример расчета горизонтальной ромбической антенны. Диаграмма направленности в вертикальной плоскости имеет вид [5]:

$$\phi F(\theta) = \frac{8 \cdot \cos(\phi)}{1 - \sin(\phi) \cdot \cos(\theta_m)} \cdot \sin^2 \left\{ \frac{k \cdot l_p}{2} \left[1 - \sin(\phi) \cdot \cos(\theta_m) \right] \right\} \cdot \sin(k \cdot H_{\Pi} \cdot \sin(\theta_m),$$

где θ_m – угол прихода КВ, полученный из результатов расчета; ϕ – половина тупого угла, максимум которого соответствует максимуму диаграммы направленности (ДН). С использованием программы расчетов определим диаграмму направленности для среднегодового угла приема на трассе Хабаровск – Иркутск с частотой 16,8 МГц. Для решения этой задачи сначала проводится расчет угла прихода КВ, далее по результатам расчета углов КВ находится среднее значение угла приёма радиоволн за год.

Таблица

Углы прихода КВ для различных месяцев (в гр.) на трассе Хабаровск–Иркутск [2]

Месяцы	январь	февраль	март	апрель	май	июнь
β_{cp}	10,2	10	10,5	11	13,7	13,2
Месяцы	июль	август	сентябрь	октябрь	ноябрь	декабрь
β_{cp}	13,2	12,7	11,3	9,7	9,4	9,0

Из таблицы получено среднее значение угла прихода радиоволн, равное 11,2°. Из справочника [5] выбираем ромбическую антенну РГ(65/4)1 с максимумом главного лепестка, который соответствует расчетному углу прихода, а минимум ДН – моду 2F2.



Рис. 10. Диаграмма направленности в вертикальной плоскости антенны РГ(65/4)1 [5]

Заключение. В статье успешно решена задача анализа возможностей применения разработанной программы для решения практических задача, в том числе:

1) Выполнено сравнение результатов расчета с результатами измерений на трассах Хабаровск – Иркутск, Москва – Ростов-на-Дону, Минск – Ростов-на-Дону и показано, что расчеты углов КВ по разработанному методу лучше согласуются с измерениями, чем методика, основанная на горизонтально-однородной ионосфере.

2) Показано, что разработанная программа позволяет проектировать КВ антенны с диаграммой направленности, главный лепесток которых соответствует моду 1F2, а минимум соответствует моду 2F2.

Список литературы

1. Агарышев А.И., Жанг Н.М. Прогнозирование характеристик декаметровых радиоволн на неоднородной рассеивающей ионосфере // Свидетельство о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2015610215, заявка № 2014661368 от 10 ноября 2014 г., дата гос. регистрации Реестре программ для 12 января 2015 г.

2. Системы коротковолновой радиосвязи с подавлением многолучёвости сигнала: монография / А.И. Агарышев, В.А. Агарышев, П.М. Алиев, К.И. Труднев; под ред. А.И. Агарышева. Иркутск: Изд-во ИрГТУ, 2009. 160 с.

3. URL: http://solarscience.msfc.nasa.gov/.

4. Чайка Е.Г., Вертоградов Г.Г. Использование данных текущей диагностики ионосферы в задаче КВ-пеленгации и однопозиционного место определения // Распространение радиоволн: сб. докл. XXIV Всерос. науч. конф. (Иркутск, 29 июня – 5 июля, 2014 г.): в 4 т.; под ред. Д.С. Лукина [и др.]. Иркутск: ИСЗФ СОРАН. 2014. Т. 2. С. 41–44.

5. Айзенберг Г.З. Коротковолновые антенны. М.: Связьиздат, 1962. 815 с.

РАСЧЁТ ПОВЕРХНОСТИ БИФОКАЛЬНОГО ЛИНЗОВОГО КОЛЛИМАТОРА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ

Ю. С. Никулина^{1,2}, М. А. Степанов¹

¹Новосибирский государственный технический университет 630073, г. Новосибирск, пр-т К.Маркса, 20 ²Научно-исследовательский институт измерительных приборов – завод имени Коминтерна 630015, г. Новосибирск, ул. Планетная 32 E-mail: nikulina-us@yandex.ru

Рассматриваются бифокальные линзовые коллиматоры, которые призваны расширить углы сканирования облучателем антенны. Решается задача расчёта толщины такого коллиматора при помощи целевой функции, составленной на основе закона равенства оптических длин лучей.

Измерение параметров радиотехнических устройств является весьма актуальной задачей. Как известно, измерения могут проводиться на полигонах (натурное моделирование) или в специальных помещениях – безэховых камерах (полунатурное моделирование). Последние отличаются более высокой точностью измерений, обеспечивают требование секретности и защиты от помех различного рода. Стоимость безэховой камеры определяется её геометрическими размерами и для реально существующих камер составляет десятки миллионов рублей. Поэтому, весьма перспективным направлением исследований является использование линзовых коллиматоров, позволяющих значительно снизить размеры камеры, а, следовательно, и материальные расходы на проведение измерений антенн.

Ранее, были рассмотрены одноповерхностные коллиматоры из материалов с низким коэффициентом преломления [1]. Однако, было установлено, что такие коллиматоры не обеспечивают той величины углов сканирования, что присуща коллиматорам, изготовляемым из традиционно используемых материалов с высоким коэффициентом преломления.

В литературе [2, 3] рассмотрены апланатические бифокальные линзовые коллиматоры. Они имеют две преломляющие поверхности и две точки идеальной фокусировки, расположенные не на оптической оси линзы. При облучателе, расположенном в любой из этих двух точек, в раскрыве коллиматора получается плоский фазовый фронт, на-клоненный на угол $\pm \alpha$.

Построение поверхности такого коллиматора возможно при помощи метода Джента-Штернберга[2], метода решетки [2], метода последовательных приближений [3]. Однако эти методы являются весьма приближенными и не всегда работают.

В общем случае, поверхность бифокальной линзы описывается следующими уравнениями. Для освещенной поверхности в полярной системе координат:

$$\rho_{oce}(\theta) = \rho_1 \left(1 + a_1 \theta^2 + b_1 \theta^4 \right), \tag{1}$$

где ρ_1, a_1, b_1 - коэффициенты, определяющие форму освещенной поверхности линзы и расстояние от оси, на которой расположены облучатели до линзы.

Для теневой поверхности:

$$\rho_{men} = \rho_2 \left(1 + a_2 \theta^2 + b_2 \theta^4 \right), \tag{2}$$

где ρ_2, a_2, b_2 – коэффициенты, определяющие форму теневой поверхности линзы и расстояние от оси, на которой расположены облучатели до линзы.

Зная три точки освещенной и теневой поверхности, можно определить коэффициенты, входящие в уравнения поверхностей. И, таким образом, можно получить аналитическое решение.

В данной статье предлагается для расчёта толщины линзы составить целевую функцию.

Известен закон равенства оптических длин лучей [4]. Для коллиматора он может быть записан следующим образом (рис. 1):

$$\left(L_{1_{6}}' + L_{2_{6}}'\right) \cdot k_{1} = \left(L_{1_{6}}'' + L_{2_{6}}''\right) \cdot k_{1} = L_{1_{6}}''' \cdot k_{1} + L_{2_{6}}''' \cdot k_{2} + L_{3_{6}}''' \cdot k_{1}, \qquad (3)$$

где k_1 – волновое число для воздуха; k_2 – в материале линзы; L_{1s} , L_{2s}



Рис. 1. Ход лучей в бифокальном линзовом коллиматоре

Из вышеописанного равенства может быть составлена целевая функция для луча, проходящего через верхнюю крайнюю точку коллиматора:

$$\left(L_{1_{6}}^{\prime\prime\prime\prime} + L_{3_{6}}^{\prime\prime\prime} - L_{1_{6}}^{\prime} - L_{2_{6}}^{\prime}\right) \cdot k_{1} + L_{2_{6}}^{\prime\prime\prime\prime} \cdot k_{2} = 0.$$
(4)

И для луча, проходящего через нижнюю крайнюю точку коллиматора:

$$\left(L_{1_{6}}^{\prime\prime\prime\prime} + L_{3_{6}}^{\prime\prime\prime} - L_{1_{6}}^{\prime\prime} - L_{2_{6}}^{\prime\prime}\right) \cdot k_{1} + L_{2_{6}}^{\prime\prime\prime} \cdot k_{2} = 0.$$
(5)

Длина луча $L_{1_{6}}'''$ может быть легко определена из геометрии линзы:

$$L_{1_{6}}^{\prime\prime\prime}(\rho_{1}) = \sqrt{\rho_{1}^{2} + a^{2}}.$$
 (6)

Здесь ρ_1 – точка на освещенной поверхности линзы, в которую приходит луч и одновременно коэффициент, входящий в уравнение (1); *a* – расстояние от главной оптической оси до облучателя.

Находится длина луча $L_{3_{g}}^{\prime\prime\prime}$. Для этого задаётся уравнение прямой, моделирующей фазовый фронт:

$$y_{\phi\phi}(x) = x \cdot tg\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right) - c \cdot tg\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right),\tag{7}$$

где *α* – угол наклона фазового фронта; *с* – точка, в которой пересекаются два наклоненных фазовых фронта.

Так как на выходе из линзы получается плоский фазовый фронт, наклоненный на некоторый угол, то луч L_{3_6}''' должен быть перпендикулярен фазовому фронту. Запишем уравнение луча, проходящего через точку, лежащую на теневой поверхности линзы (ρ_2 ;0):

$$y_{\perp\phi\phi}(x) = -\frac{1}{tg\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)} \cdot \left(x - \rho_2\right).$$
(8)

Найдем точку пересечения луча $L_{3e}^{''}$ и фазового фронта. Для этого приравняем $y_{\phi\phi}(x) = y_{\perp\phi\phi}(x)$:

$$x \cdot tg\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right) - c \cdot tg\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right) = -\frac{1}{tg\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)} \cdot (x - \rho_2). \tag{9}$$

Из этого уравнения находим координаты точки пересечения:

$$x_{nepec} = \frac{\rho_2 + c \cdot tg^2 \left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)}{tg^2 \left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right) + 1},$$
(10)

$$y_{nepec} = tg\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right) \cdot \left[\frac{\rho_2 + c \cdot tg^2\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)}{tg^2\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right) + 1} - c\right].$$
(11)

Зная точку пересечения фазового фронта и луча $L_{3_6}^{""}$ и точку на теневой поверхности (ρ_2 ;0), можно найти длину луча:

$$L_{3_{6}}''' = \sqrt{\left(y_{nepec} - 0\right)^{2} + \left(x_{nepecey} - \rho_{2}\right)^{2}}.$$
 (12)

Или:

$$L_{3_{6}}'''(\rho_{2}) = \sqrt{\left(tg\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right) \cdot \left[\frac{\rho_{2} + c \cdot tg^{2}\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)}{tg^{2}\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right) + 1} - c\right]\right)^{2} + \left(\frac{\rho_{2} + c \cdot tg^{2}\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)}{tg^{2}\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right) + 1} - \rho_{2}\right)^{2}}.$$
 (13)

Длины лучей, проходящих через края линзы с координатами $(X_B; Y_B)$ и $(X_B; -Y_B)$ можно определить из геометрии линзы следующим образом:

$$L_{1_{6}}' = \sqrt{X_{B}^{2} + (Y_{B} - a)^{2}}, \quad L_{1_{6}}'' = \sqrt{X_{B}^{2} + (Y_{B} + a)^{2}}; \quad (14)$$

$$L_{2e}' = (c - X_B + Y_B \cdot tg\alpha) \cdot \cos\alpha, \quad L_{2e}'' = (c - X_B - Y_B \cdot tg\alpha) \cdot \cos\alpha.$$
(15)

После подстановки в (2) получаем целевую функцию, минимизируя которую, можно определить координаты ρ_1 и ρ_2 и найти толщину линзы *t*. Для луча, проходящего через верхнюю крайнюю точку коллиматора:

$$f(\rho_1, \rho_2) = \left(L_{1_{6}}'''(\rho_1) + L_{3_{6}}'''(\rho_2) - L_{1_{6}}' - L_{2_{6}}'\right) \cdot k_1 + L_{2_{6}}'''(\rho_1, \rho_2) \cdot k_2 \to 0.$$
(16)

И для луча, проходящего через нижнюю крайнюю точку коллиматора:

$$f(\rho_1, \rho_2) = \left(L_{1_6}'''(\rho_1) + L_{3_6}'''(\rho_2) - L_{1_6}'' - L_{2_6}''\right) \cdot k_1 + L_{2_6}'''(\rho_1, \rho_2) \cdot k_2 \to 0.$$
(17)

Таким образом, получена целевая функция, решение которой позволит определить толщину бифокального линзового коллиматора. Предложен метод определения коэффициентов, позволяющих определить профиль освещенной и теневой поверхности линзы.

Список литературы

1. Permissible deviation ranges of a collimating lens irradiator/ Nikulina Yu.S. Stepanov M.A. // 2016 13th International Scientifictechnical Conference On Actual Problems Of Electronic Instrument Engineering (APEIE) – 39281 Proceedings APEIE – 2016, In 12 Volumes, Vol. 12. Radiolocation, Radioelectronic Complexes and Systems. Novosibirsk: Novosibirsk State Technical University, 2016. C. 44.

2. Brown R.M. Dielectric bifocal lenses // IRE Cov. Rec. 1956. V. 4. № 1.

3. Жук М.С., Молочков Ю.Б. Проектирование линзовых, сканирующих, широкодиапазонных антенн и фидерных устройств. М.: Энергия, 1973. 440 с.

4. Никольский В.В., Никольская Т.И. Электродинамика и распространение радиоволн: учеб. пособие для вузов. 3-е изд. перераб. и доп. М.: Наука; Гл. ред. физ.-мат. лит., 1989. 544 с.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПЛОСКИХ АНТЕНН КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ В АППАРАТУРЕ ПОДПОВЕРХНОСТНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ

С. Н. Приймаков, М. О. Ройбу

ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» 344038, г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130 E-mail: rniirs@rniirs.ru

Исследуются пути совершенствования существующих технических средств подповерхностной радиолокации и формируются предложения по возможности модернизации георадаров. Проведены экспериментальные исследования макета георадара с антеннами линейной и круговой поляризациями по обнаружению известных объектов, находящихся в грунте на определенной глубине.

Интерес к использованию подповерхностного радиолокационного зондирования (Ground Penetrating Radar) или георадиолокации за последнее десятилетие, судя по кругу публикующихся работ, находится в стадии постоянного роста. В настоящее время целые разделы международных конференций геофизических и инженерногеофизических обществ посвящены использованию геолокации для исследования строения грунта, например, границ между сухими и влагонасыщенными грунтами, между породой и материалом искусственного сооружения, между мерзлыми и талыми грунтами, между коренными и осадочными породами и т. д. [1].

Технические средства георадиолокации активно используются в народном хозяйстве при поиске и картографировании подземных коммуникаций, труб, кабелей, нахождении карстовых полостей, в опережающем контроле состояния грунта впереди забоя при строительстве тоннелей, контроле автодорожного полотна и железнодорожной насыпи, дефектоскопии строительных конструкций, в археологии, гляциологии [2].

Использование георадаров для решения определенного круга специальных задач, в том числе в криминалистике, при проведении разминирования, поиске скрытых пустот искусственного происхождения (схроны), поиске людей под завалами, позволяет значительно сократить время решения задачи, обеспечивает высокую точность определения координат искомых объектов, экономит ресурсы и часто позволяет спасти жизнь и сохранить здоровье людей.

Из-за различий в области применения, сред и целей зондирования георадары очень разнообразны по конструкции антенн и могут отличаться друг от друга по принципам работы. Зондирование геологических слоёв грунта осуществляется низкочастотными георадарами, содержащими большие дипольные антенны. Задачи дефектоскопии решаются с помощью высокочастотных приборов с рупорными, дипольными или щелевыми экранированными антеннами. Частотный диапазон широко применяемых георадаров простирается от нескольких десятков МГц (зондирование геологических слоев) до нескольких десятков ГГц (дефектоскопия).

Цель доклада – исследование возможности использования антенн круговой поляризации для геолокации протяженных объектов (кабели, трубы).

Решаемые задачи.

1. Проведение экспериментальных исследований макета георадара по обнаружению объектов, находящихся в грунте.

2. Разработка рекомендаций по улучшению технических и эксплуатационных характеристик средств геолокации и повышения оперативности их применения по назначению.

Принцип действия аппаратуры георадара основан на излучении сверхширокополосных (наносекундных) импульсов метрового и дециметрового диапазона электромагнитных волн и приеме сигналов, отраженных от границ раздела слоев зондируемой среды, имеющих различные электрофизические свойства.

Антенны являются важнейшей частью любого устройства, связанного с излучением и приемом физических полей в физической среде беспроводным способом. В георадиолокации для излучения и приема чаще всего используются две одинаковые антенны: одна – для излучения, другая – для приема отраженного сигнала.

Проведенный анализ публикаций по теме построения георадаров позволяет выделить ряд направлений их совершенствования в части увеличения глубины зондирования и снижения времени проведения измерений.

Наиболее часто используемыми методами увеличения глубины зондирования являются увеличение мощности источника, изменение спектрального состава излучаемых колебаний, синхронное накопление отраженных сигналов [1]. Каждый из этих методов имеет свои ограничения. Так, понижение частоты возбуждаемых колебаний приводит к потере разрешающей способности, а в области частот ниже 20 МГц – к выходу на существенно нелинейную часть дисперсионных кривых, что, в свою очередь, резко сужает область использования полученных при таком возбуждении параметров разреза.

Важным аспектом проектирования и эксплуатации георадаров является выбор поляризации поля электромагнитных волн (ЭМВ). Как привило, используется линейная поляризация приемной и передающей антенн, причем поляризации передающей и приемной антенн сонаправлены. Это снижает возможность обнаружения линейных протяженных объектов типа электрических кабелей, поскольку при ортогональной ориентации поляризации поля падающей ЭМВ и кабеля уровень отраженной ЭМВ подавлен на 25–35 дБ по сравнению со случаем сонаправленной ориентации. В результате для обеспечения гарантированного обнаружения кабелей приходится проводить повторные измерения одного и того же участка местности с изменением поляризации на ортогональную, что вдвое увеличивает продолжительность исследований.

Одним из путей снижения времени георадиолокационных исследований является использование широкополосных сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) со ступенчатым изменением частоты [3]. Использование в макете георадара ЛЧМ сигнала обеспечивает более высокое отношение сигнал/помеха, чем применение видеоим-пульсных сигналов.

При макетировании георадара в качестве аппаратуры формирования многочастотного сигнала и измерения комплексной частотной характеристики использовался двухканальный векторный анализатор цепей (ВАЦ) Agilent N5224A в режиме измерения параметра S_{21} и максимальной излучаемой мощностью порядка 10 дБм. В качестве антенн макета георадара использовались рупорные измерительные антенны с линейной поляризацией П6-59 и макеты плоских щелевых логарифмических спиральных антенн с круговой поляризацией, рассчитанные и изготовленные на основе исходных данных, приведенных в [4]. Для проведения испытаний были разработаны алгоритмы и программное обеспечение управления и регистрации результатов измерений ВАЦ, обработки данных ВАЦ и построения радиолокационных изображений (РЛИ).

Внешний вид макета георадара на базе векторного анализатора цепей (ВАЦ) Адilent N5224A приведен на рис. 1.

Основу макета георадара составляет векторный анализатор цепей Agilent N5224A, работающий в режиме измерения комплексного коэффициента передачи S₂₁ с использованием зондирующего сигнала со ступенчатой перестройкой рабочей частоты. Вычисление обратного преобразования Фурье от комплексного коэффициента передачи позволяет получить импульсную реакцию исследуемой среды в зависимости от време-

ни, которая пропорциональна радиолокационному профилю исследуемой среды по продольной координате, в данном случае по глубине.

Для перемещения ВАЦ по площадке используется транспортная тележка (рис. 1), к которой прикреплен лист оргстекла, скользящий по поверхности грунта. Сверху на листе оргстекла располагаются рупорные антенны П6-59, либо макеты спиральных антенн.

Рупорные антенны П6-59 в силу своей конструкции имеют низкий уровень побочного излучения в верхнюю полусферу, для снижения уровня побочного излучения плоских спиральных антенн был использован радиопоглощающий материал (рис. 1), покрывающий антенны сверху.



Рис. 1. Внешний вид макета георадара на базе ВАЦ

При проведении испытаний макета георадара количество рабочих частот было выбрано равным 256, мощность излучаемого сигнала 10 дБм, диапазон рабочих частот при работе с рупорными антеннами от 1 до 2 ГГц (ограничен снизу паспортными данными антенн, сверху – ростом затухания в грунте с увеличением частоты), при работе со спиральными антеннами – 100 МГц – 2 ГГц.

Для проведения испытаний макета георадара на открытом полигоне ФГУП «РНИИРС» была подготовлена площадка с постоянными и временно размещаемыми тестовыми объектами. На дно котлована размерами $5 \times 3 \times 2$ м³ были уложены постоянные тестовые объекты – металлический лист размерами 1×1 м², металлическая труба диаметром 30 см и длиной 3 м, пустотелый фанерный ящик размерами $1 \times 1 \times 1$ м³. Затем котлован был заполнен песком доверху.

По окончанию проведения измерений построение РЛИ показало следующее: при глубине больше 1 м отраженный сигнал затухает до уровня шумов, поэтому обнаружение объектов, находящихся на глубине больше 1 м, невозможно (рис. 2). Соответственно, металлический лист, металлическая труба и фанерный ящик обнаружены не были.

Далее на глубину около 40 см поочередно закапывали временные тестовые объекты – металлический лист 40×40 см² и отрезок кабеля РК50-4-11. После проведения испытаний временные тестовые объекты извлекали из песка.

При обнаружении макетом георадара с антеннами П6-59 металлического листа на глубине 40 см с «продольной» и «поперечной» поляризациями электрического поля были получены РЛИ, приведенные на рис. 2.

Анализ рисунков показывает, что площадной объект обнаруживается независимо от поляризации падающей волны.



При испытаниях макета георадара с рупорными антеннами П6-59, когда поляризация поля была сонаправлена с ориентацией кабеля, кабель не визуализировался.

Рис. 2. РЛИ металлического листа при работе макета георадара с антеннами П6-59: *a* – с «продольной» поляризацией; *б* – с «поперечной» поляризацией электрического поля

При испытаниях макета георадара со спиральными щелевыми антеннами в диапазоне частот 100 – 2000 МГц с излучаемой мощностью 10 дБм в месте закладки кабеля были обнаружены локальные выбросы отраженного сигнала (рис. 3).



Рис. 3. РЛИ кабеля РК50-4-11 при работе макета георадара со спиральными щелевыми антеннами: *а* – огибающая комплексных одномерных РЛИ; *б* – мнимая часть комплексных одномерных РЛИ с интерполяцией и регулировкой усиления по глубине

На рис. 3, *а* изображена огибающая комплексных одномерных РЛИ. На рис. 3, *б* приведена мнимая часть комплексных одномерных РЛИ (с интерполяцией и регулировкой усиления по глубине) – в результате гиперболический фрагмент отражений от кабеля более заметен. В представлении РЛИ на рис. 3, *б* серый цвет соответствует нулевому уровню, черный и белый – положительными и отрицательным полуволнам сигнала.

Существенный недостаток РЛИ макета георадара – повышенный уровень отражений из верхней полусферы, обусловленный недостаточным затуханием используемого РПМ в диапазоне частот менее 1 ГГц. В результате на РЛИ наблюдается постоянный уровень фоновой засветки, с которым интерферируют отражения от подземных объектов. Для снижения уровня фоновой засветки требуется более низкочастотный РПМ.

Выводы

1. Макет георадара на основе векторного анализатора цепей Agilent N5224A со спиральными щелевыми антеннами круговой поляризации позволяет обнаруживать объекты на глубине не более 1 м; обеспечивает обнаружение линейных объектов, расположенных под любым углом к траектории движения георадара и не требует переделки передатчика и приемника георадара. Для увеличения рабочей глубины требуется повышение излучаемой мощности, а также улучшение экранирования для снижения уровня излучений в верхнюю полусферу. Недостаток использования антенны круговой поляризации состоит в дополнительных потерях сигнала, составляющих до 6 дБ.

2. Использование круговой поляризации при поиске объектов на небольшой глубине предпочтительнее линейной, так как позволяет исключить пропуски линейных протяженных объектов.

Способ представления радарограмм не в виде огибающей, а в виде реальной или мнимой составляющих комплексного сигнала обеспечивает лучшее качество РЛИ для визуального обнаружения объектов. Регулировка усиления по глубине и интерполяция сигнала также улучшают качество РЛИ.

Поскольку принятие решения о наличии заглубленного объекта выполняется оператором, результативность поиска заглубленных объектов в значительной степени зависит от опыта оператора. В этой связи целесообразно развитие методов вторичной обработки РЛИ с целью автоматического обнаружения и идентификации заглубленных объектов.

Список литературы

1. Владов М.Л., Старовойтов А.В. Введение в георадиолокацию. Изд-во Моск. ун-та, 2004. 155 с.

2. Изюмов С.В., Дручинин С.В., Вознесенский А.С. Теория и методы георадиолокации. М.: Изд-во «Горная книга». Изд-во Моск. гос. горного ун-та, 2008. 196 с.

3. Wide band stepped-frequency ground penetrating radar / Takashi Kido, Yuya Yokota et al. // Int. Conf. IGARSS-2011. P. 55–58.

4. Dyson J. The Equiangular Spiral Antenna // IRE Trans. Antennas and Propagation. Vol. 7. No. 2. P. 181–187. Apr. 1959.

МОДЕЛЬ РАСПРЕДЕЛЕННОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБЪЕКТА НА ОСНОВЕ СИСТЕМЫ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ КОРРЕЛИРОВАННЫХ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ

Т. И. Сабитов, М. А. Степанов, А. В. Киселев (научный руководитель)

Факультет радиотехники и электроники НГТУ 630073, г. Новосибирск, пр-т К. Маркса, 20 E-mail: sti0@mail.ru

Рассмотрено замещение распределенного радиолокационного объекта геометрической моделью, составленной из точечных излучателей коррелированных нормальных случайных процессов. В качестве критерия адекватности модели использован закон распределения шумов координат. Точнее его параметры – математическое ожидание и параметр, определяющий ширину распределения. Получены соотношения, позволяющие по значениям этих параметров рассчитать мощности сигналов, подводимых к излучателям и их коэффициент корреляции. Теоретические выводы подтверждены результатами численных экспериментов.

Как известно антенна радиолокационной системы определяет направление на цель за счет определения нормали к сферическому фазовому фронту волны, отраженной от объекта. Ошибки определения центра радиолокационного объекта не возникает, если цель является точечной. Все реальные радиолокационные объекты (самолеты, корабли и т. д.) не могут полагаться точечными ввиду их протяженности по различным координатам. Протяженные (или распределенные) объекты являются многоточечными, поэтому суммарная электромагнитная волна, которая является результатом интерференции отраженных от светящихся точек электромагнитных волн, имеет несферический фазовый фронт. Направление, противоположное к нормали фазового фронта, укажет не на действительный центр объекта, а на флуктуирующий кажущийся центр излучения (КЦИ). Это явление получило название шумов координат (ШК) [1]. Анализ ШК и создание стендов полунатурной отработки радиотехнических систем, способных достоверно воспроизводить природу ШК, напрямую связаны с используемыми для их описания математическими моделями. Наибольшую популярность среди них получили так называемые геометрические модели, представляющие собой набор точечных излучателей, замещающих распределенный объект.

В литературе достаточно подробно рассмотрены теоретические вопросы, связанные с анализом возможностей и синтезом геометрических моделей, составленных из излучателей когерентно связанных и статистически независимых сигналов. Использование когерентно связанных сигналов позволяет моделировать отражения от блестящих точек. Независимых – имитировать распределенные поверхности и объемы. Однако для точного позиционирования КЦИ необходимо с высокой точностью поддерживать соотношение между фазами и амплитудами излучаемых сигналов. Этот недостаток является серьезным препятствием для физической реализации выше описанной геометрической модели.

Вместе с тем, возможен еще один вариант. Это построение модели в виде системы излучателей коррелированных случайных сигналов. Логично предполагать, что она должна сочетать свойства моделей из когерентных и некогерентных излучателей.

Рассмотрим классическую конфигурацию из двух излучающих точек, к которым подводятся взаимно коррелированные нормальные случайные сигналы. Отношение мощности, подводимой ко второму излучателю, к мощности, подводимой к первому, обозначим γ^2 . Коэффициент взаимной корреляции сигналов - *r*.

Известно [1], что функция плотности распределения вероятностей (ПРВ) ШК имеет вид:

$$W(\xi) = \mu / (2 \cdot (1 + \mu^2 \cdot (\xi - m)^2)^{3/2}),$$

где m – математическое ожидание измеренных координат объекта; μ – параметр, от которого зависит эффективная ширина распределения; ξ - обобщенная угловая координата (например, азимут или угол места).

В качестве критерия адекватности воспользуемся совпадением ПРВ ШК для модели и замещаемого объекта. По сути, равенством параметров m и μ для модели и объекта.

Используя известные результаты, для параметров *m* и µ имеем [1]:

.

$$\begin{cases} \frac{\gamma^2 - 1}{1 + 2r\gamma + \gamma^2} = m, \\ \frac{1 + 2r\gamma + \gamma^2}{2\gamma\sqrt{1 - r^2}} = \mu. \end{cases}$$
(1)

Найдем значения γ^2 и *r*, необходимые для получения требуемых *m* и μ .

Сделаем замену: $r = \cos(\phi), \gamma = \tan(t)$. Так как $-1 \le r \le 1$ и $0 \le \gamma < \infty$, то разумно задать пределы $\phi \in [0; \pi]$ и $t \in [0; \frac{\pi}{2}]$ соответственно.

Для системы (1) с учетом проведенной замены и того, что $|\sin(\phi)| = \sin(\phi)$ (при $\phi \in [0; \pi]$), после несложных тригонометрических преобразований получим:

$$\begin{cases} -\frac{\cos(2t)}{1+\cos(\varphi)\sin(2t)} = m, \\ \frac{1+\cos(\varphi)\sin(2t)}{\sin(\varphi)\sin(2t)} = \mu. \end{cases}$$
(2)

Перемножив уравнения системы (2), найдем:

$$m\mu = -\frac{1}{\sin(\varphi)\tan(2t)}.$$

После преобразований:

$$\sin^2 \varphi = \frac{1}{m^2 \mu^2 \tan^2(2t)}.$$
 (3)

Выразим cos(ϕ) из первого уравнения системы (2) и возведем его в квадрат:

$$\cos^2 \varphi = \frac{(\cos(2t) + m)^2}{m^2 \sin^2(2t)}.$$
 (4)

Складываем (3) и (4):

$$\sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi = \frac{1}{m^2 \mu^2 \tan^2(2t)} + \frac{\cos^2(2t) + 2m\cos(2t) + m^2}{m^2 \sin^2(2t)}$$

После несложных преобразований получим уравнение:

$$\cos(2t)\left(\cos(2t) + \mu^2 \cos(2t) + 2m\mu^2 + m^2\mu^2 \cos(2t)\right) = 0.$$

Получившееся уравнение имеет очевидно два возможных решения, каждое из которых соответствует приравниванию нулю множителей выражения слева от знака равенства.

Первый вариант решения получается при $\cos(2t) = 0$:

$$t=\frac{\pi}{4}+\frac{\pi n}{2},\,n\in\mathbb{Z}\;.$$

Так как $t \in [0; \frac{\pi}{2}]$, то $t = \frac{\pi}{4}$, тогда

 $\gamma = \tan(t) = 1 \Longrightarrow m = 0$, тогда из второго уравнения системы (1) получим

$$r = \frac{\mu^2 - 1}{\mu^2 + 1}.$$
 (5)

Второй вариант находится при $\cos(2t) + \mu^2 \cos(2t) + 2m\mu^2 + m^2\mu^2 \cos(2t) = 0$:

$$\cos(2t) = \frac{-2m\mu^2}{1+m^2\mu^2+\mu^2},$$

$$t = \pm \frac{1}{2}\arccos\left(\frac{-2m\mu^2}{1+m^2\mu^2+\mu^2}\right) + \pi n, n \in \mathbb{Z}$$

Так как $0 \le \arccos(x) \le \pi \Rightarrow -\frac{1}{2}\arccos(x) \in [-\frac{\pi}{2}; 0]$, а $t \in [0; \frac{\pi}{2}]$, то возможен лишь один вариант решения:

$$t = \frac{1}{2} \arccos\left(\frac{-2m\mu^2}{1+m^2\mu^2+\mu^2}\right)$$

Тогда:

$$\gamma = \tan\left[\frac{1}{2}\arccos\left(\frac{-2m\mu^2}{1+m^2\mu^2+\mu^2}\right)\right].$$
(6)

Подставив полученное у в первое уравнения системы (1), получим:

$$r = \frac{(1-m)\gamma^2 - 1 - m}{2m\gamma}.$$
(7)

Соотношения (6) и (7) справедливы для $m \neq 0$, иначе нужно использовать (5) и (6).

Апробация полученных результатов

Для проверки полученных соотношений использовались методы численного моделирования. Была реализована двухточечную модель, излучатели которой расположены в точках с координатами $\xi_1 = -1$; $\xi_2 = 1$. Из точек излучались коррелированные сигналы, квадратурные компоненты которых представляют собой нормальные случайные процессы с нулевым математическим ожиданием и заданными мощностями.

Положение точки излучения определялось по известному соотношению [2]:

$$F(i) = \operatorname{Re}\left(\frac{\Delta(i)}{\Sigma(i)}\right),$$

где $\Delta(i) - i$ -й отсчет сигнала, принятого моделью разностной диаграммой направленности пеленгатора; $\Sigma(i) - i$ -й отсчет сигнала, принятого моделью суммарной диаграммой направленности пеленгатора.

Плотность распределения вероятности моделируемых ШК определялась путем построения гистограммы случайного процесса F(i). Рассчитывались параметры m_{mod} и μ_{mod} – величина математического ожидания и параметр, характеризующий ширину распределения ШК, получившиеся в результате моделирования. Полученные значения сравнивались с задаваемыми. Проведенные эксперименты показали хорошее соответствие задаваемых и получаемых величин.

Например, для пар *m* и µ, равных (0, 5); (-0.5, 5); (0.75, 1.2) имеем γ и *r*: (1, 0.923); (0.356, 0.871); (2.228, -0.152). А по результатом моделирования получили пары $m_{\rm mod}$ и $\mu_{\rm mod}$, равные (0, 4.9959); (-0.4998, 5.0017); (0.7535, 1.1955).

Заключение

1. Получены соотношения, позволяющие рассчитать мощности и коэффициент корреляции сигналов, подводимых к излучателям двухточечной модели распределенного радиолокационного объекта, при которых обеспечивается адекватность модели по критерию совпадения функции распределения шумов координат.

2. Методами численного моделирования получено подтверждение справедливости найденных соотношений.

3. Полученные соотношения могут быть использованы для синтеза геометрических моделей распределенных объектов при математическом и имитационном моделировании.

Список литературы

1. Островитянов Р.В., Басалов Ф.А. Статистическая теория радиолокации протяженных целей. М.: Радио и связь, 1982. 232 с.

2. Канащенков А.И., Меркулов В.И. Радиолокационные системы многофункциональных самолетов. Т.1. РЛС – информационная основа боевых действий многофункциональных самолетов. Системы и алгоритмы первичной обработки радиолокационных сигналов. М.: Радиотехника, 2006. 656 с.

МАКЕТ СИНХРОНИЗАЦИИ ШКАЛ ВРЕМЕНИС ПОМОЩЬЮ ОПТОВОЛОКОННЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Д. В. Тимошин, В. Г. Корниенко (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40 E-mail: d.v.timoshin@mail.ru

Представлена разработка макета синхронизации шкал времени. Приведена структурная схема макета синхронизации. Описан способ синхронизации шкал времени с использованием оптоволоконных линий передачи данных. Представлен способ поясняющий формирование задержек между двумя ШВ в разнесенных в пространстве пунктах. Приведена структурная схема калибровки аппаратуры макета синхронизации.

Использование свойств атомов для применения времени зародилось в 1995 году, когда в Великобритании начал действовать на регулярной основе цезиевый стандарт частоты (СЧ). Конечно, к этому времени, уже были испытаны другие атомные стандартты частоты. Однако они не были способны, как цезиевый стандарт частоты обеспечить более точную единицу времени и более равномерную шкалу времени (ШВ) по сравнению с этими величинами [1, глава 1].

Под ШВ понимается импульсная последовательность, синхронизируемая по стабильному опорному колебанию [2].

В современном мире, с развитием цифровых систем коммутации и средств передачи информации, синхронизация стала иметь большое значение в цифровом оборудовании. Постоянное улучшение радиоэлектронных систем приводит к увеличению требований к точности синхронизации шкал времени, создаваемых в пространственно разнесенных объектах. Эти объекты могут находиться на разном расстоянии друг от друга, и должны реагировать на внешние события. Для синхронизации временных шкал, в качестве линии связи, можно использовать различные варианты линий, но данной статье описывается способ синхронизации ШВ с использованием оптоволоконных линий передачи данных.

Синхронизация временных шкал используется для того, что бы все компоненты системы согласованно работали в единой ШВ [3]. Ниже приведена структурная схему аппаратуры синхронизации шкал времени (рис. 1).



Рис. 1. Структурная схема аппаратуры синхронизации ШВ

Способ данного метода синхронизации заключается в следующем: Есть формирователь синхросигналов (ФСС), содержащий в своем составе стандарт частоты, а также есть несколько формирователей опорных частот (ФОЧ), расположенных в разнесенных в пространстве приемных пунктах. В ФОЧ установлен измеритель временных интервалов, который измеряет задержку между синхросигналом, вырабатываемым из частоты местного генератора и синхросигналом, прошедшим по линии связи от ФСС до ФОЧ. Вводится обратный канал передачи синхросигнала от ФОЧ до ФСС. На стороне ФСС, также в соответствующем измерителе временных интервалов, измеряется задержка между синхросигналом, вырабатываемым из частоты стандарта частоты ФСС и синхросигналом прошедшим по линии связи от ФОЧ до ФСС.

Ниже приведен график, поясняющий формирование задержек между двумя ШВ в разнесенных в пространстве пунктах (рис. 2):



Рис. 2. Формирование задержек между двумя ШВ

В общем виде рассогласование ШВ между двумя пунктами можно записать в виде:

$$\Delta \tau = T2 - T1,$$

где *T1* и *T2* – моменты формирования метки времени в каждом из пунктов.

Путем регулировки времени формирования ШВ необходимо стремится к нулевому значению $\Delta \tau$, либо учитывать рассогласование $\Delta \tau$ в измерениях.

Для этого в обоих пунктах в ИВИ необходимо измерять промежуток времени между своей метки времени (МВ) и началом МВ, принятой с другого пункта:

$$\tau_{\text{H3M1}} = \tau_{32} + \Delta \tau, \qquad (3.1)$$

$$\tau_{\text{H3M2}} = \tau_{31} - \Delta \tau,$$

где $\tau_{31} = \Delta \tau_{\kappa d1} + \Delta \tau_{\kappa 1} + \Delta \tau_{d2}$ – время распространения MB1 через кодер КД1 канал 1, декодер ДК1; $\tau_{32} = \Delta \tau_{\kappa d2} + \Delta \tau_{\kappa 2} + \Delta \tau_{d\kappa 1}$ – время распространения MB2 через кодер КД2 канал 2, декодер ДК1.

Тогда оценка рассогласования ШВ в двух пунктах можно записать в виде:

$$\Delta \tilde{\tau} = \frac{\tau_{\text{изм1}} - \tau_{\text{изм2}}}{2}.$$

Или, представляя из формулы (3.1)

$$\Delta \tilde{\tau} = \frac{\tau_{32} + \Delta \tau - \tau_{31} + \Delta \tau}{2} = \Delta \tau_3 + \Delta \tau.$$

Выражая разницу времен распространения MB1 и MB2 через:

$$\Delta \tau_{3} = \tau_{32} - \tau_{31} = \Delta \tau_{\kappa} - \Delta \tau_{ann1} + \Delta \tau_{ann2},$$

где $\Delta \tau_{\kappa} = \tau_{\kappa 2} - \tau_{\kappa 1}$ – разница времен распространения MB в канале связи; $\Delta \tau_{ann1} = \Delta \tau_{\kappa д1} + \Delta \tau_{d\kappa 2}$ – аппаратурная разница времен распространения MB1; $\Delta \tau_{ann2} = \Delta \tau_{\kappa d2} + \Delta \tau_{d\kappa 1}$ – аппаратурная разница времен распространения MB2.

Получаем выражение для оценки рассогласования ШВ:

$$\Delta \tilde{\tau} = \Delta \tau + \frac{\Delta \tau_{\scriptscriptstyle 3}}{2} + \Delta \tau_{\scriptscriptstyle \rm H3M}.$$

Из этого выражения видно, что на оценку рассогласования ШВ влияют:

- разница каналов распространения MB;

- ошибки измерения интервалов между MB.

В общем виде рассогласование появляется между двумя ШВ в разнесенных в пространстве пунктах. Путем регулировки времени формирования ШВ нужно стремиться к нулевому значению их разности. Для этого в обоих пунктах в измерителях временных интервалов необходимо измерять интервал времени между началом имеющийся МВ и началом МВ пришедшей с другого пункта. Так же на рассогласования ШВ влияют разница каналов распространения меток времени и ошибки измерения между МВ. В разницу каналов распространения входит как аппаратурная, так и пространственная неидентичность каналов [4]. Погрешность при использовании оптического многожильного кабеля можно устранить путем калибровки.

Для калибровки аппаратуры синхронизации ШВ по оптическому кабелю, необходимо соединить оба комплекта аппаратуры оптическими патч-кордами одинаковой длины и передать оба комплекта ШВ по двум кабелям (рис. 3).



Рис. 3. Структурная схема калибровки аппаратуры макета синхронизации

Структурная схема включает в себя:

СЧ – стандарт частоты, формирующий опорную частоту F_{on} и метку времени 1 сек; Буфер LVDS – преобразующий сигнал в LVDS стандарт; ОП – отладочная плата, измеряющая задержку между двумя сигналами; ОТ1-ОТ4 – оптические трансиверы, слушающий в качестве приемо-передатчика; ОСЦ – осциллограф, отображающий принимаемый сигнал; К1-К2 – калибровочные кабели.

Конечно в качестве линии связи, для передачи меток времени, может быть использован радиочастотный коаксиальный кабель, однако при передаче на десятки метров коаксиальный медный кабель сильно подвержен воздействию помех и вносит значительное затухание в сигнал, поэтому передача с его помощью синхросигнала на большие расстояния трудновыполнимая и денежно затратная задача. Так же, в качестве линии связи, возможно использовать радиоканал. При использовании одной радиочастоты для прямого и обратного каналов задаются требование по их идентичности при условии отсутствии флуктуации электрической длины. Однако, радиоканал подвержен сильному влиянию помех.

Тем самым можно сделать вывод, что именно передача данных с помощью оптического кабеля является более перспективным вариантом, с точки зрения точностных и энергетических характеристик.

Список литературы

1 Одуан К., Гипо Б. Измерение времени. М.: Техносфера, 2002. 400 с.

2 Лебедев В.Ю. Связь элементов рельефа местности с задержкой импульсных сигналов сантиметрового диапазона на приземных трассах распространения // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2006. № 6. С. 40–43.

3 Уинклер. Задержка на распространение сигналов, ее применение и значения при использовании высокоточных стандартов частоты // Время и частота: пер. с англ. / Под ред. Дж. Джесперсена. М.: Мир, 1973. С. 70–78.

4 Танцай П.И., Корниенко В.Г. Экспериментальные исследования точности синхронизации шкал времени в пространственно разнесенных пунктах методом запросной радиолокации // Доклады ТУСУР. № 2 (18). Ч. 2, декабрь 2008. С. 25–31.

ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ БУФЕРА НА КАЧЕСТВО ВИДЕО

С. В. Зеленский, К. А. Батенков

Академия федеральной службы охраны г. Орел, ул. Приборостроительная, 35 E-mail: seregazelensky@mail.ru

В работе рассматривается влияние различных параметров на процессы передачи видео в режиме реального времени на примере модели с буфером неограниченной ёмкости. При этом выделяются параметры, которые влияют на процесс на стадиях заполнения и воспроизведения буфером, и по которым можно оценить процесс передачи видео в режиме реального времени.

Прогнозируется, что мультимедийные стриминговые услуги, такие как прямая видеотрансляция, видео по запросу, видеоконференции и т.д., будут стремительно развиваться в будущем вместе с эволюцией широкополосных сетей связи. Однако, мультимедийные услуги в режиме реального времени имеют строгие требования к показателям качества обслуживания для предоставления пользователям видеотрансляции в режиме реального времени высокого качества по каналам с переменной скоростью передачи. В частности, сеть с коммутацией пакетов функционирующая вместе с сетью с коммутацией каналов, стохастически связаны различными медиапотоками с различными характеристиками трафика. Это приводит к динамичным изменениям пропускной способности и задержкам. Так как видео пакеты имеют строгие сроки показа, различные сетевые задержки могут привести к задержкам воспроизведения и впоследствии к искажению или даже зависанию видеоизображения. С широким развитием технологий беспроводного доступа (т.к. IEEE 802.16 WiMAX и IEEE 802.11 WLAN), сеть усилилась должным образом, изменяющимися во времени беспроводными каналами. Поэтому, понимание того как сетевая динамика влияет на восприятие пользователем качества видео и имеет ключевое значение.

Существует множество методов для решения проблем доставки видео пакетов по каналам с переменной скоростью передачи, включающее оптимизацию интенсивности генерации пакетов и маршрутизацию, регулирование мощности и адаптивное кодирование и др. Однако, большинство этих методов сосредоточены на вопросах, которые рассматривают сетевую оптимизацию с точки зрения пропускной способности, задержки и джиттера времени задержки; не смотря на это, они не могут полностью исследовать качество видео с точки зрения пользовательского восприятия.

Рассмотрим процесс видеотрансляции (рис. 1). Необработанные данные предварительно сжимаются и сохраняются в памяти устройства. Сервер находит предварительно записанные данные и делит его на сегменты (пачки пакетов). Видеопакеты передаются с переменной битовой скоростью, используя набор протоколов (UDP)/IP. Из сети, пакеты доставляются пользователю с различными задержками. Загрузившиеся пакеты первыми записываются на буфер воспроизведения, затем объединяются в видео фреймы (кадры) и добавляются в видеопроигрыватель с постоянной скоростью.

В основном, процесс воспроизведения видео может быть разделен на две повторяющиеся стадии, а именно стадия заполнения и стадия воспроизведения (рис. 2). Стадия заполнения начинается, когда буфер воспроизведения становится пустым. В этом случае, буфер заполняется с постоянной скоростью и сохраняет замороженным видео до тех пор пока пакеты не загрузятся. Количество пакетов, необходимое буферу для воспроизведения, называется порогом воспроизведения b, а случайно изменяющаяся величина D обозначает длительность стадии заполнения. Стадия воспроизведения начинается, когда достигается порог воспроизведения и пакеты уходят из буфера для воспроизведения. Стадия воспроизведения может задерживаться, когда буфер воспроизведения становиться пустым. Случайно изменяющаяся величина Т называется длительностью стадии воспроизведения. Стадии заполнения и воспроизведения повторяются до тех пор, пока видео полностью не загрузится.







Рис. 2. Процесс воспроизведения в буфере

Согласно [1], качество видео оценивается по двум показателям: время задержки перед воспроизведением видео и гладкость воспроизведения. Первый показатель оценивает промежуток времени, когда пользователь ожидает воспроизведения видео, а второй оценивается вероятностью или скоростью воспроизведения замороженных пакетов. Выбор правильного соотношения между двумя показателя качества, адаптирует порог воспроизведения b. Большой порог воспроизведения приводит к длительной задержке, но делает менее вероятным остановку воспроизведения.

Список литературы

1. Luan, Tom H., Cai, Lin X. and Shen, Xuemin (Sherman) 2010, Impact of network dynamics onuser's video quality: analytical framework and QoS provision // IEEE Transactions on multimedia. Vol. 12, no. 1. Article number 5332308. P. 64–69.

ЭФФЕКТЫ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ЗЕМЛИ В РАБОТЕ ГНСС

Е. В. Конецкая^{1, 2}, М. В. Тинин^{1, 2}

¹Физический факультет ФГБОУ ВО «Иркутский государственный университет» 664003, г. Иркутск, б-р Гагарина, 20 E-mail: cpb7.12.2010@gmail.com ²НИИ Прикладной физики ФГБОУ ВО «Иркутский государственный университет» 664003, г. Иркутск, б-р Гагарина, 20

Описано влияние анизотропии ионосферы и анизомерии ионосферных неоднородностей, вызванных наличием геомагнитного поля, на работу двухчастотных ГНСС. Предложена методика устранения эффектов анизотропии ионосферы в двухчастотных измерениях ГНСС без предварительных расчетов величины ионосферной ошибки, обусловленной наличием магнитного поля Земли, и определений полного электронного содержания ионосферы. Исследуется связь характеристик анизомерных ионосферных неоднородностей с вероятностью возникновения в фазовых приемниках ГНСС сбоев сопровождения фазы несущей частоты. Обсуждаются возможности использования этой связи в диагностике тонкой структуры магнитоориентированных ионосферных неоднородностей.

Основной вклад в величину ошибки измерений ГНСС вносит ионосфера, в которой лежит большая часть пути сигнала спутниковых систем [1]. В настоящей работе исследуются два фактора, влияющие на точность ГНСС измерений и связанные с наличием магнитного поля Земли. Во-первых, магнитное поле Земли влияет на показатель преломления ионосферной плазмы и тем самым изменяет скорость распространения радиосигнала. Соответствующую составляющую ионосферной ошибки ГНСС измерений обычно называют ошибкой второго порядка. Во-вторых, ионосферные неоднородности существенно влияют на качество принимаемого сигнала ГНСС: возникают флуктуации амплитуды (амплитудные мерцания) и фазы (фазовые мерцания) сигнала ГНСС, из-за чего происходит деградация сигнала и срыв сопровождения этого сигнала навигационными приемниками с последующим длительным периодом восстановления режима слежения, и, как следствие - сбои и увеличение погрешности в определении координат [2, 3]. Анизомерия ионосферных неоднородностей, проявляющаяся в их вытянутости вдоль силовых линий геомагнитного поля, приводит к анизотропии рассеяния, что в свою очередь проявляется в зависимости сбоев ГНСС измерений от ориентации трассы спутник-наблюдатель относительно силовой линии магнитного поля Земли.

Кодовые измерения ГНСС по сравнению с фазовыми измерениями в большей степени подвержены шумам. Это затрудняет использование кодовых наблюдений в приложениях, требующих малых погрешностей (порядка миллиметра) в определении координат. Поэтому здесь будут рассматриваться только измерения фазы.

Мы провели моделирование эффектов магнитного поля Земли в работе ГНСС, учитывая, что ионосферная составляющая фазового пути сигнала имеет вид

$$\varphi = D_0 - 40.3I_1 / f^2 - 40.3I_2 / f^3 , \qquad (1)$$

где $I_1 = \int_{z_0}^{z_t} N(z) dz$, – полное электронное содержание (ПЭС); $I_2 = \int_{z_0}^{z_t} N(z) f_g(z) \cos \theta(z) dz = I_1 f_g \cos \theta \Big|_{z=z_m}$, здесь учтена связь интеграла I_2 с полным электронным содержанием

ионосферы; в качестве z_m обычно берется высота главного максимума ионосферного слоя, $D_0 = z_t - z_0$ – дальность спутника от наблюдателя. Здесь $f_g = |e\mathbf{B}_0|/(2\pi m) = C_H B_0$ – гирочастота ($C_H = |e|/(2\pi m)$); \mathscr{P} – угол между вектором напряженности магнитного поля Земли \mathbf{B}_0 и направлением распространения волны. Второе слагаемое в (1) – ионосферная ошибка первого порядка, третье слагаемое (обозначим его D_2) – ионосферная ошибка второго порядка, связанная с анизотропией ионосферной плазмы. Для оценки влияния анизотропии ионосферы на точность работы ГНСС моделировалась ошибка D_2 , ее пространственное распределение при заданном положении спутника (см. рис. 1, *a*), а также ее зависимость от угла возвышения спутника (см. рис. 1, *б*). При этом в качестве модели ионосферы был взят слой Чепмена $N(h) = f_{\kappa p}^2 \exp\{0.5[1-\zeta - \exp(-\zeta)]\}/80.6$, где $\zeta = (h-h_0)/H$. Параметры слоя были взяты следующими: критическая частота $f_{\kappa p} = 15$ МГц; высота максимума слоя $h_0 = 320$ км; характерный масштаб слоя H = 70 км, вертикальное ПЭС составляет 80 ТЕСU (1 ТЕСU= 10^{16} м⁻²). При вычислении значений напряженности магнитного поля Земли использовалась модель IGRF.



Рис. 1. Пространственное распределение ошибки D_2 по поверхности Земли (*a*) для спутника с углом возвышения 20° и азимутом 90°, а также зависимость ошибки D_2 от угла возвышения Е спутника (*б*)

Из рис. 1, *а* видно, что вклад ионосферной ошибки второго порядка D_2 в измеряемый фазовый путь (1), только в редких случаях лежит в пределах от -1 мм до +1 мм и может быть соизмерим с потенциальной погрешностью фазовых измерений [6]. В остальных случаях вклад в измеряемую дальность составляет от 3 до 10 мм и более, причем с ростом угла возвышения спутника величина ошибки D_2 чаще всего уменьшается (рис. 1, δ). Таким образом, видно, что для высокоточных измерений, с ошибкой порядка нескольких миллиметров, необходимо устранять ионосферную ошибку D_2 .

Одним из способов устранения этой ошибки является моделирование ее величины и последующее вычитание из наблюдений. Однако при этом существует достаточно высокая вероятность внесения погрешностей в величину D_2 . При исследовании погрешностей вычисления ошибки D_2 были проанализированы погрешность D_2^- , вносимая неточным заданием высоты максимума электронной концентрации h_{m-} на 10% ниже истинно-

го значения $h_0 = 320$ км, а также погрешности $D_{2_I} = 40.3C_H \Delta I_1 / (f_1 f_2 (f_1 + f_2))$, вносимые неточным заданием величины ПЭС вдоль луча «спутник-приемник» (см. рис. 2). Моделирование (рис. 2) показало, что несущественной является погрешность D_2^- , вызванная неточным заданием высоты максимума электронной концентрации (см. рис. 2, *a*). С другой стороны, некорректное задание ПЭС (погрешность ΔI_1 : $\Delta I_1 = 0.1 \cdot I_1$) ионосферы приводит к ошибкам D_{2_I} порядка 8–10 мм при малых углах возвышения спутника и порядка 6–8 мм при углах возвышения спутника более 60° (рис. 2, δ).



Рис. 2. Пространственное распределение погрешностей D_2^- (*a*) и $D_{2_-I}(\delta)$. *a* – углы возвышения 20° (пунктирная линия) и 60° (непрерывная линия); δ – углы возвышения 30° (сплошная линия) и 85° (пунктирная линия). Азимут спутника в обоих случаях равен 90°

Еще одним способом устранения ошибки D_2 являются двухчастотные измерения. Однако, после вычисления так называемой «свободной от ионосферы комбинации» $D_2^{fir} = (\varphi_1 f_1^2 - \varphi_2 f_2^2)/(f_1^2 - f_2^2)$, неучтенной остается остаточная ошибка первого приближения RRE^{fir} : $RRE^{fir} = 40.3C_H I_1/(f_1 f_2(f_1 + f_2))$. При этом остаточная ошибка RRE^{fir} , подобно ионосферной ошибке D_2 , подвержена влиянию неточного задания ПЭС (см. рис. 2, б). Альтернативой данной методике является выполнение обработки наблюдений с помощью модифицированной «свободной от ионосферы комбинации» [7]: $D_2^{sec} = (\varphi_1 f_{1 \mod}^2 - \varphi_2 f_{2 \mod}^2)/(f_{1 \mod}^2 - f_{2 \mod}^2)$, где рабочие частоты ГНСС в коэффициентах «свободной от ионосферы комбинации» заменяются на модифицированные $f_{i, \mod} = f_i - 0.5C_H$, а измерения фазы φ_1 и φ_2 выполняются на рабочих частотах. Преимуществом представленной методики является возможность получить значение геометрического расстояния между спутником и приемником без предварительных вычислений ионосферы.

На рис. 3 приведены результаты сравнения остаточной ошибки RRE^{fir} стандартной «свободной от ионосферы комбинации» с остаточной ошибкой модифицированной методики $RRE^{\text{sec}} = D_2^{\text{sec}} - D_0$. Видно, что переход к модифицированной комбинации D_2^{sec} приводит к уменьшению величины остаточной ошибки на 90 % (см. рис. 3, *a*). В невозмущенных условиях при углах возвышения более 10° на 80 % земной поверхности остаточная ошибка лежит в пределах ±0.5 мм (см. рис. 3, *б*). Кроме того, в северном полушарии при углах возвышения меньше 25° остаточная ошибка имеет отрицательное значение. С ростом угла возвышения спутника ошибка эта меняет свой знак.



Рис. 3. Сравнение остаточной ошибки RRE^{fir} (сплошная линия) и остаточной ошибки RRE^{sec} (штриховая линия для спутника с азимутом 180°, координаты приемника: 45° с.ш., 0° в.д. (*a*), а также пространственное распределение (в мм) остаточной ошибки RRE^{sec} по земному шару для спутника с углом возвышения 10° и азимутом 90° (δ)

Моделирование влияния эффектов анизомерии ионосферных неоднородностей с заданными продольным и поперечным размерами (l_{\parallel} и l_{\perp} соответственно) на качество принимаемого сигнала проводилось с учетом, что дисперсия фазы имеет вид:

$$\sigma_{\varphi}^{2} = \frac{\gamma \sigma_{max}^{2}}{\sqrt{\left[\sin^{2} \mathcal{G} + \gamma^{2}\right]}}.$$
(2)

Здесь σ_{max}^2 – максимальная дисперсия фазы; \mathscr{G} – угол между вектором напряженности магнитного поля Земли **B**₀ и направлением распространения волны $\gamma^2 = \alpha^2 / (1 - \alpha^2)$; $\alpha = l_{\perp} / l_{\parallel}$ – степень вытянутости неоднородности, выраженная отношением поперечного масштаба неоднородностей к продольному масштабу.

Стоит отметить, что превышение флуктуации фазы порогового значения может вызывать сбои в работе приемника сигнала ГНСС, при этом связь вероятности возникновения сбоя P_{slip} с величиной дисперсии σ_{ϕ}^2 при пороге π имеет вид:

$$P_{slip} = \left(1 - Erf\left(\frac{\pi}{\sqrt{2\sigma_{\varphi}^2}}\right)\right) \cdot 100\%.$$
(3)

Моделирование дисперсии фазы (2) показало, что при «зондировании» ионосферного слоя с магнитоориентированными неоднородностями возникает два максимума: один при малых углах возвышения, когда ионосферный слой достаточно велик и флуктуации фазы связаны с большим пройденным путем в ионосфере. Второй максимум появляется при углах возвышения больше 30° , когда ионосферный слой уже не настолько велик, и связать этот максимум можно только с наличием магнитоориентированных неоднородностей. При анализе зависимости дисперсии фазы от угла возвышения было замечено, что с увеличением степени вытянутости неоднородностей α происходит уширение «пика» дисперсии фазы.

Моделирование вероятности P_{slip} возникновения сбоя показало, что наиболее сильные флуктуации фазы, обусловленные ракурсным рассеянием, возникают на сред-

них и высоких широтах (рис. 4, δ), причем влияние магнитоориентированных неоднородностей на дисперсию фазы проявляется наиболее сильно в северном полушарии, когда азимут спутника равен 0°, а углы возвышения – более 45°.



Рис. 4. Зависимость нормированной на максимальное значение дисперсии $\sigma_{\varphi}^2 / \sigma_{max}^2$ от угла возвышения спутника (*a*) для различных координат приемника. Пространственное распределение вероятности P_{slip} возникновения сбоя (*б*) в работе приемника сигнала при угле возвышения 60°. Азимут спутника - 90°. Соотношение $\alpha = l_{\perp} / l_{\parallel} = 0.1$

Для южного полушария наблюдается совершенно противоположная картина: наибольшие значения дисперсии фазы достигаются при азимутах, равных 180°. При приближении к экватору, в зависимости от азимута спутника, эффект ракурсного рассеяния на анизомерных неоднородностях полностью исчезает либо незначителен. Это, в первую очередь, связано с выбором модели ионосферы, в которой не учитывается широтно-долготное распределение электронной концентрации и неоднородностей.

Работа выполнена в рамках государственного задания Минобрнауки России (Задание № 3.903.2017/ПЧ).

Список литературы

1. Klobuchar J. A. Ionospheric Corrections for the Single Frequency User of the Global Positioning System // National Telesystems Conference, NTC'82. Systems for the Eighties. Galveston, Texas, USA (New York: IEEE, 1982). 1982.

2. Xu G. GPS Theory, algorithms and applications. 2nd ed. NY: Springer, 353 p. 2007.

3. Budden K.G. The propagation of radio waves. Cambridge: Cambridge University Press, 1961. 562 p.

4. Kintner P.M., Ledvina B.M., de Paula E.R. GPS and ionospheric scintillations. Space weather. V. 5, S09003, 2007. doi:10.1029/2006SW000260

5. Afraimovich E.L., Ishin A.B., Tinin M.V., Yasyukevich Yu.V., Jin S.G. First evidence of anisotropy of GPS phase slips caused by the mid-latitude field-aligned ionospheric irregularities. Advances in Space Research. V. 47. P. 1674–1680. 2011.

6. Alber C., Ware R., Rocken C., Solheim F. GPS surveying with 1mm precision using corrections for atmospheric slant path delay. Geoph. Res. Lett. V. 24.№ 15. P. 1859–1862. 1997.

7. Tinin M.V., Konetskaya E.V. Eliminating the second-order ionospheric error in dual-frequency global navigation satellite systems. JASTP. V. 107. P. 99–103. 2014. doi: 10.1016/j.jastp.2013.11.011.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КРИТИЧЕСКОГО ТОКА КОНТАКТА ДЖОЗЕФСОНА

А. Е. Колтакова, С. Е. Радченко

Новосибирский государственный технический университет 630073, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20 к.4 E-mail: koltakova_nastya@mail.ru E-mail: R1505@mail.ru

Рассмотрены особенности формирования вольт-амперных характеристик контактов Джозефсона, а также способы их аналитического описания. Для упрощенной линейной аппроксимации характеристики предложено разработать равномерно наиболее мощный алгоритм обнаружения перегиба характеристики, соответствующего величине критического тока.

Введение

Явление сверхпроводимости представляет собой проявление квантовых закономерностей в макроскопических масштабах. Одним из таких проявлений является эффект Джозефсона – протекание сверхпроводящего тока через тонкую изолирующую или несверхпроводящую прослойку между двумя сверхпроводниками [1]. Подобные структуры называют контактами Джозефсона. В настоящий момент существует ряд задач по исследованию джозефсоновских контактов, актуальность которых обусловлена перспективностью их применения в квантовых вычислительных системах. При протекании небольшого тока через контакт напряжение на нем отсутствует, то есть ток является сверхпроводящим (Джозефсоновский ток). Его существование связано с неполным разрушением куперовских пар электронов при их прохождении через несверхпроводящую прослойку. Такой режим называется стационарным Джозефсоновским эффектом [2]. При увеличении тока через контакт и достижении им определенной величины (критического тока) на контакте возникает напряжение. Значение критического Джозефсоновского тока зависит от свойств контакта, температуры и магнитного поля. Этот ток складывается из тока сверхпроводящих (спаренных) электронов, который теперь становится переменным (его частота зависит от напряжения на контакте), и тока, обусловленного прохождением через прослойку нормальных (несверхпроводящих) электронов [3]. При протекании критического тока режим работы контакта называется нестационарным Джозефсоновским эффектом [4]. Согласно теории сверхпроводимости, сверхпроводящие (спаренные) электроны характеризуются единой волновой функцией, фаза которой плавно меняется вдоль сверхпроводника при протекании по нему тока. При прохождении сверхпроводящих электронов через несверхпроводящую прослойку фазовая когерентность частично разрушается и протекание Джозефсоновского тока через прослойку сопровождается скачком фазы волновой функции сверхпроводящих электронов [5].

Вольтамперная характеристика

Наиболее полное описание джозефсоновского контакта дает его вольтамперная характеристика (BAX), представляющая собой зависимость напряжения на выводах контакта от величины протекающего через него тока. Она отражает внутреннюю динамику джозефсоновского перехода, непосредственное наблюдение которой крайне затруднено из-за высокой частоты джозефсоновской генерации. Поэтому актуальна задача измерения вольтамперных характеристик, а также определения ее параметров.

На рис. 1 приведена типичная ВАХ джозефсоновского контакта металл – диэлектрик – сверхпроводник вблизи критической температуры, а также при переходе в сверхпроводящее состояние.





Из рисунка видно, что при значении температуры, близком к абсолютному нулю, характеристика приобретает участок, отражающий сверхпроводящее состояние контакта: протекание тока не вызывает падения напряжения на контакте. При превышении током определенного значения, называемого критическим током, джозефсоновский контакт переходит в проводящее состояние, что отражается линейным участком характеристики с определенным наклоном.

Практический интерес представляет определение величины критического тока конкретных образцов джозефсоновских контактов. В частности, это является одной из актуальных задач экспериментов, проводимых в Лаборатории квантовой криогенной электроники Новосибирского государственного технического университета.

Математическое описание ВАХ

Как правило, для аналитического описания приведенной выше вольт-амперной характеристики применяется простая модель:

$$V = \begin{cases} 0 \ npu \ |I| < I_C, \\ \left(I^2 - I_C^2\right)^{1/2} \cdot R_n \ npu \ |I| \ge I_C; \end{cases}$$
(1)

где I_C – критический ток перехода; R_n – нормальное сопротивление перехода. Величины I_C и R_n являются одними из основных характеристик джозефсоновского перехода, а их произведение $V = I_C \cdot R_n$ называется характеристическим напряжением.

Величина индукции постоянного внешнего магнитного поля *B* также значительно влияет на ВАХ джозефсоновского перехода: при ее увеличении значение критического тока изменяется пропорционально $\sin(x)/x$, где $x = B/B_0$, а B_0 соответствует кванту магнитного потока.

В настоящее время измерение ВАХ джозефсоновских контактов производится путем измерения напряжения на выводах контакта при линейно изменяющемся токе через контакт. Сопоставление измеренных значений напряжения и тока позволяют получить вольт-амперную характеристику в традиционном виде аналогично представленной на рис. 1. Величина критического тока при этом определяется непосредственно из полу-
ченной характеристики. Однако точное определение критического тока при этом затруднено из-за наличия искажений измеряемых величин, обусловленных относительно большой протяженностью измерительных линий, а также собственными шумами измерительной аппаратуры. Применение классических методов обработки, заключающихся, как правило, в многократном усреднении, не позволяет добиться высокой точности определения критического тока, а также существенно увеличивает время проведения эксперимента на дорогостоящем оборудовании. В связи с этим предлагается воспользоваться статистическим характером измерительной информации и разработать процедуру, позволяющую получить оптимальное решение по одной экспериментальной выборке.

Алгоритм обнаружения

Если для описания BAX исследуемого джозефсоновского контакта применить кусочно-линейную аппроксимацию, то, согласно рис. 2, переход из сверхпроводящего состояния в нормальное при превышении током критического значения может быть охарактеризован как изменение наклона прямой с нулевого на неизвестное положительное значение.



Рис. 2. Кусочно-линейная аппроксимация ВАХ джозефсоновского контакта вблизи критического тока

Если в качестве источника измерительных данных использовать отсчеты ВАХ, содержащиеся в пределах окна, скользящего от минимального значения тока к максимальному с шагом в один отсчет, то задача определения критического тока может быть решена как задача определения номера отсчета напряжения, при котором изменяется коэффициент наклона k линейной аппроксимации ВАХ. Применяя регулярные методы теории устойчивого обнаружения сигналов [8], предлагается разработать равномерно наиболее мощный алгоритм обнаружения изменения коэффициента угла наклона, оптимальный по критерию Неймана-Пирсона. При этом задача обнаружения может быть сформулирована как задача проверки сложных статистических гипотез относительно параметров распределения отсчетов напряжения, составляющих выборку при текущем положении окна:

$$H_0: k = 0; b, \sigma \in (0...\infty);$$
 изменение наклона отсутствует
 $H_1: k > 0; b, \sigma \in (0...\infty);$ изменение наклона присутствует , (2)

где k – коэффициент наклона участка прямой; b – величина смещения; σ – среднеквадратическое отклонение шума.

Предполагается применение метода контраста в совокупности с методикой синтеза равномерно наиболее мощного несмещенного алгоритма при помощи полных достаточных статистик, что позволит получить максимальное значение вероятности правильного обнаружения и, соответственно, наиболее достоверный результат при определении критического тока исследуемого контакта Джозефсона.

Заключение

Рассмотрены основные характеристики сверхпроводящих джозефсоновских контактов, в том числе особенности формирования вольтамперных характеристик таких контактов, а также способы их аналитического описания. Для упрощенной линейной аппроксимации характеристики предложено разработать равномерно наиболее мощный алгоритм обнаружения перегиба характеристики, соответствующего величине критического тока.

Список литературы

1. Гинзбург В.Л. О сверхпроводимости и сверхтекучести. Автобиография. М.: Физматлит, 2006.

2. Ципенюк Ю.М. Физические основы сверхпроводимости. МФТИ, 1996. 6 с.

3. Josephson B.D. Possible new effects in superconductive tunneling // Phys. Lett. 1962. V. 1. P. 251.

4. Anderson P.W., Rowell J.M., Probable observation of the Josephson superconducting tunneling effect // Phys. Rev. Lett. 1963. V. 10. P. 230.

5. Кулик И.О., Янсон И.К. Эффект Джозефсона в сверхпроводящих туннельных структурах. М., 1970.

6. Бароне А., Патерно Д. Эффект Джозефсона: физика и применения: пер. с англ. М., 1984.

7. Лихарев К.К. Введение в динамику джозефсоновских переходов. М., 1985.

8. Богданович В.А., Вострецов А.Г. Теория устойчивого обнаружения, различия и оценивания сигналов. М.: Физмалит, 2003. 11 с.

БЫСТРЫЙ АЛГОРИТМ ВЫЧИСЛЕНИЯ ДВУМЕРНОЙ КОРРЕЛЯЦИИ

Е. А. Альтман (научный руководитель), Е. И. Захаренко

Омский государственный университет путей сообщения 644046, г. Омск, ул. Маркса, 35 E-mail: altmanea@gmail.com E-mail: zaxarenko.elena@gmail.com

Представлен анализ алгоритмов вычисления двумерной корреляции. Выявлен наиболее эффективный алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ) для вычисления двумерной корреляции через теорему о свертке – БПФ Винограда. Разработан быстрый метод вычисления двумерной корреляции рекурсивным разложением для сигналов размерностями $N \times N$ и $(2N-1) \times (2N-1)$, где $N = 2^i$, i – целое число. Проведено сравнение вычислительной эффективности разработанного алгоритма и метода вычисления свертки через БПФ Винограда. Установлено, что для коротких длин сигнала $N \le 16$ большим быстродействием обладает рекурсивный метод. С увеличением значения N эффективность этого метода понижается, и для $N \ge 32$ более быстрым является алгоритм вычисления корреляции с помощью теоремы о свертке через БПФ Винограда. Также в статье предложен перспективный способ повышения быстродействия алгоритма вычисления двумерной корреляции для и.

Зависимость одного процесса от другого, обнаружение сигнала, подавление помех являются популярными задачами цифровой обработки сигналов (ЦОС). Математической формулировкой этих задач является корреляция или свертка двух цифровых сигналов. Корреляция отличается от циклической свертки направлением одной из входящих последовательностей.

Для вычисления корреляции двух последовательностей одинаковой размерностью N необходимо $N^2(N-1)$ арифметических операций. С увеличением длины последовательности количество арифметических операций увеличивается значительно. В задачах обработки и кодирования видео и изображения входные сигналы представляют собой двумерные матрицы. Тогда увеличение их размера оказывает еще большее влияние на рост количества арифметических операций.

Множество научных работ посвящено разработке и усовершенствованию быстрых алгоритмов вычисления корреляции для решения конкретных и общих задач ЦОС [1–5]. Данная область является перспективной в условиях роста требований к скорости обработки и передачи сигналов.

Задача приведенного в статье исследования – анализ существующих алгоритмов двумерной корреляции и разработка наиболее быстрого метода.

Двумерная корреляция двух сигналов x и y размерностями $N_x \times N_x$ и $N_y \times N_y$, соответственно, вычисляется по следующей формуле:

$$2D_Full(i,j) = \sum_{k=0}^{N_x - 1} \sum_{l=0}^{N_x - 1} x(k,l) y(k+i,l+j),$$
(1)

где *i*, *j* – координаты элементов матрицы корреляции, *i* и *j* изменяются в интервале от 0 до $(M-1) \times (M-1)$, где $M = N_y - N_x + 1$; *k*, *l* – координаты элементов матрицы *x*.

Для вычисления $2D_Full$ по формуле (1) необходимо $M^2(N_x^2 - 1)$ сложений и $M^2N_x^2$ умножений. С увеличением значений N_x и N_y вычислительная сложность двумерной корреляции возрастает пропорционально их кубу.

Поэтому дальнейшее исследование посвящено быстрым методам вычисления корреляции. Согласно работе [5] все их многообразие можно разделить на две группы. Рассмотрим первую и наиболее популярную из них – использование быстрого преобразования Фурье (БПФ, FFT). В этом случае корреляция вычисляется как свертка по следующей формуле:

$$out = IDFT(DFT(x) \cdot DFT(y)), \tag{2}$$

где IDFT – обратное дискретное преобразование Фурье (ОДПФ), DFT – прямое дискретное преобразование Фурье (ДПФ), знак умножения в этой формуле обозначает поэлементное умножение ДПФ двух сигналов x и y. Когда длины последовательностей x и y разные, более короткая из них дополняется нулями до большей размерности $M \times M$. Для вычисления свертки через ДПФ необходимо $M \times M$ комплексных умножений и утроенное количество арифметических операция для вычисления ДПФ, где $M \times M$ – размерность более длинной последовательности. ОДПФ требует такого же количества операций, как и ДПФ.

Популярными быстрыми методами вычисления ДПФ являются алгоритм Кули-Тьюки и Винограда [1–5]. Этот подход обладает такими недостатками, как ошибки округления и необходимость в большом объеме памяти для хранения комплексных экспоненциальных коэффициентов. Такие алгоритмы обладают большой популярностью в вычислении свертки, поэтому представленные в статье исследования посвящены в том числе анализу их быстродействия. Введем обозначение для вычисления двумерной корреляции через БПФ Кули-Тьюки – $2D_FFT$ и через алгоритм Винограда – $2D_WFTA$.

Второй подход состоит в преобразовании и разложении двумерной корреляции на корреляции более короткой длины [3, 7, 8]. Тут можно выделить два основных метода: вычисление двумерной корреляции через одномерную и рекурсивное разложение на корреляции более короткой длины.

Для вычисления двумерной корреляции входных сигналов x и y через одномерную каждая строка выходного двумерного сигнала находится через сумму столбцов матрицы, полученной в результате одномерной корреляции каждой строки сигнала x со всеми строками сигнала y. В статье данный алгоритм назовем $1D_Full$. В этом случае для двумерной корреляции сигналов x и y размерностями $N_x \times N_x$ и $N_y \times N_y$ соответственно необходимо N^2 раз вычислить одномерные корреляции и N раз – сумму их элементов, где $N = N_y - N_x + 1$.

В 1987 г. Z. J. Mou и P. Duhamel был предложен быстрый метод поиска значений одномерной корреляции, который состоит в разбиении входных одномерных последовательностей на четные и нечетные отсчеты, предварительном сложении полученных сигналов, вычислении коротких корреляций и их сложении. Вычислительная сложность этого способа на 25 % меньше вычисления по прямой формуле одномерной корреляций [8]. Для дальнейших исследований введем обозначение для алгоритма двумерной корреляции через данный быстрый одномерный алгоритм – 1D Fast.

Ко второму методу второй группы быстрых алгоритмов вычисления двумерной корреляции можно отнести два алгоритма рекурсивного разложения. Первый из них разработан Y. Naito, T. Miyazaki и I. Kuroda [7]. Аналогично описанному выше быстрому одномерному случаю двумерные последовательности x и y делятся по четным и нечетным стокам и столбцам, формируются матрицы $X_{i,j}$ и $Y_{i,j}$. Каждый элемент $X_{i,j}$ и $Y_{i,j}$ является матрицей элементов в позиции (i, j) сигналов x и y соответственно.

Данный метод требует по пять поэлементных сложений для $X_{i,j}$ и $Y_{i,j}$ в различных позициях *i*, *j* сигналов *x* и *y*, последующих девяти корреляций результатов сложения. Корреляция является рекурсивной функцией и вызывается пока входной сигнал не будет размером 2×2. Затем выполняются умножения и сложения результатов корреляции и формирование результата двумерной корреляции *x* и *y* путем заполнения четных и нечетных отсчетов полученными значениями. Более подробное описание алгоритма приведено в работе [7]. В статье введем обозначение для этого алгоритма – 2D Fast9.

Второй алгоритм предложен авторами работы [9]. Аналогично описанному выше алгоритму входные последовательности x и y разделяется по четным и нечетным строкам и столбцам. Отличие этого алгоритма состоит в том, что требуется два поэлементных сложения $X_{i,j}$ и $Y_{i,j}$ и рекурсивно вызываются 12 корреляций. В статье обозначим его как 2D Fast12.

По сравнению с алгоритмом $2D_Fast9$ этот способ вычисления двумерной корреляции требует меньше предварительных сложений сигналов и объединений коротких корреляций, поэтому может быть вычислительно более эффективным для некоторых N.

Алгоритмы разложения двумерной корреляции на девять и 12 корреляций носят рекурсивный характер, сокращая при каждом шаге рекурсивного разбиения длину сигнала вдвое. Значит, для повышения эффективности вычисления двумерной корреляции при каждом шаге можно применять наиболее быстрый алгоритм.

Каждый из описанных в этом разделе алгоритмов имеет разную математическую зависимость между своей вычислительной эффективностью и размерностями входных сигналов. Поэтому необходимо сравнить эти алгоритмы вычисления двумерной корреляции как внутри трех групп, так и наиболее быстрые из группы между собой.

Для исследования описанных методов вычисления двумерной корреляции была реализована программная модель в среде Matlab. Модель имеет два входных сигнала и один выходной. В качестве входных сигналов выбраны двумерные последовательности целых чисел размерностями $N \times N$ и $(N + M - 1) \times (N + M - 1)$, где $N = 2^{i}$, *i* и M – целые числа. Выбор таких сигналов обусловлен их популярностью и простотой оптимизации алгоритмов вычисления свертки для длин, являющихся степенью числа два. Выходной сигнала – двумерная матрица целых чисел размерностью $M \times M$. Для исследования примем M = N, где $N = 2^{i}$, и рассмотрим интервал изменения *i* [1; 6].

Эффективность и сложность математических алгоритмов можно измерять различными способами. В статье, как и в некоторых литературных источниках [1–3], для этих целей выбрано количество вещественных арифметических операций (сложений и умножений). Такой подход к измерению сложности алгоритма легко осуществим и связан со скоростью его работы при аппаратной реализации [3].

Для исследования алгоритмов первой группы $2D_FFT$ и $2D_WFTA$ сравниваются с алгоритмом $2D_Full$. Результаты оценки их быстродействия для сигнала *x* и *y* размерностями $N \times N$ и $(2N-1) \times (2N-1)$ соответственно, где N = 8 и 16, приведены в табл. 1.

Таблица 1

Алгоритм вычисления корреляции	Количество вещественных арифметических операций		Оценочное быстродействие, %	
	N = 8	N = 16	N = 8	N = 16
2D_Full	8 128	130 816	100	100
2D_WFTA	9 135	82 980	112	63
2D FFT	17 152	96 256	211	74

Сравнение группы методов первого подхода для вычисления двумерной корреляции по теореме о свертке для сигналов размерностями *N*×*N* и (2*N* − 1)× (2*N* − 1)

Для N = 8 вычисление корреляции по теореме о свертке имеет более низкое быстродействие, чем вычисление по прямой формуле (1). Для N = 16 наиболее эффективным оказался алгоритм через БПФ Винограда, на 37 % быстрее вычисления по формуле (1).

Для исследования второго класса алгоритмов вычисления двумерной корреляции рассмотрены сигналы x и y размерностями $N \times N$ и $(N + M - 1) \times (N + M - 1)$ соответственно, где $N = 2^i$, i – целое число от 1 до 6, M = N, 2N.

В табл. 2 приведено сравнение алгоритмов вычисления двумерной корреляции через рекурсивный вызов. Приняты следующие обозначения 2D Fast 9 и 2D Fast 12 – рекурсивные методы вычисления двумерной корреляции через разложение на 9 и 12 корреляций, соответственно; 2D Full – двумерная корреляция по формуле (1); 1D Fast и 1D Full – двумерная корреляция через быстрый и полный алгоритмы одномерной корреляции, соответственно.

Таблица 2 лля сигналов

Вычислительная сложность алгоритмов двумерной корреляции третьего подхода для сигнало	в
размерностями $N \times N$ и $(2N-1) \times (2N-1)$	

Ν	2D Fast 9	2D Fast 12	2D_Full	1D Fast	1D Full
	Количество арифметических операций				
2	28	28	28	28	28
4	501	485	496	544	540
8	6 106	6 709	8 128	8 384	7 736
16	65 631	86 189	130 816	116 224	127 216
32	666 556	1 073 533	2 096 128	1 522 688	2 065 376
64	6 565 473	13 170 845	33 550 336	19 308 544	33 296 320

В табл. 2 выделены ячейки, значения критерия вычислительной сложности в которых минимальное для каждого значения N. Эталонным методом выбрано вычисление корреляции по формуле (1). При N = 4 метод разложения на 12 корреляций эффективнее эталонного на 16 %. Для N = 8, 16, 32 и 64 быстрее алгоритм разложения на 9 корреляций на 42, 64, 77 и 86 % соответственно. Для сигналов размерностями $N \times N$ и $(3N-1) \times (3N-1)$ получены результаты, аналогичные данным в табл. 3.

В статье предлагается новый быстрый метод рекурсивного вычисления двумерной корреляции. Этот алгоритм основан на методах разложения на девять и 12 корреляций, при каждом шаге рекурсивного разбиения сигнала применяется наиболее быстрый алгоритм для повышения эффективности вычисления двумерной корреляции. Когда N = 4 – алгоритм разложения на 12 корреляций, при N = 8, 16, 32 и 64 – разложение на девять корреляций.

Для определения наиболее быстрого алгоритма вычисления двумерной сравниваются предложенный рекурсивный алгоритм и метод вычисления корреляции через свертку с помощью БПФ Винограда. Результаты для сигналов x и y размерностями $N \times N$ и $(N + M - 1) \times (N + M - 1)$ соответственно, где M = N, представлены в табл. 3. Для M = 2N исследование имеет аналогичный результат.

Таблица 3

Сравнение вычислительной сложности нового быстрого метода рекурсивного вызова двумерной корреляции с теоремой о свертке через БПФ Винограда для сигналов размерностями *N*×*N* и (2*N*-1)× (2*N*-1)

N	Быстрый рекурсивный метод	Теорема о свертке через БПФ Винограда	Оценочное быстродействие	
Количество вещественных арифметических операций		во вещественных ческих операций	метода через БПФ Винограда, %	
2	28	216	12	
4	485	560	82	
8	5 962	9 135	63	
16	64 335	82 980	75	
32	654 892	344 547	185	
64	6 460 497	2 486 272	253	

Рекурсивный алгоритм эффективен для двумерной корреляции коротких последовательностей, где $N \le 16$. Например, стандарты видеокодирования регламентируют размер сигнала при блочной оценке движения не более 16×16 точек. Следовательно, рекурсивный алгоритм может быть использован для повышения вычислительной эффективности оценки движения. Для сигнала размерностью $N \times N$, когда $N \ge 32$, наибольшей эффективностью обладает алгоритм вычисления корреляции через БПФ. Такие сигналы также широко применяются в ЦОС.

В статье представлены результаты исследования двух подходов в вычислении двумерной корреляции: по теореме о свертке через ДПФ и алгоритмов разложения корреляции на несколько корреляций более короткой длины. Разработан быстрый метод вычисления двумерной корреляции рекурсивным разложением. Данный алгоритм обладает наибольшим быстродействием относительно существующих быстрых способов для коротких сигналов размерностью $N \times N$ и $(2N - 1) \times (2N - 1)$, где $N \le 16$. Для сигналов, когда $N \ge 32$, наиболее быстрым методом является вычисление двумерной корреляции через теорему о свертке с использованием БПФ Винограда.

Полученные результаты можно использовать для ускорения вычисления двумерной корреляции для больших длин, применяя метод, который описан для одномерного сигнала в работе [10]. Для двумерного случая перспективным является построение аналогичного алгоритма, в котором для больших длин применяется БПФ, сигнал разбивается на сегменты и для коротких сегментов применяется быстрый рекурсивный алгоритм вычисления двумерной корреляции.

Список литературы

1. Блейхут Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1989. 448 с.

2. Нуссбаумер Г. Быстрое преобразование Фурье и алгоритмы вычисления свёрток. М.: Радио и связь, 1985. 248 с.

3. Оппенгейм А.В., Шафер Р.В. Цифровая обработка сигналов. М.: Техно-сфера, 2006. 848 с.

4. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978. 848 с.

5. Голденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровая обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1990. 312 с.

6. Методы анализа и компенсации движения в динамических изображениях / Ю.Б. Зубарев, В.П. Дворкович и др. // Электросвязь. 1998. № 11. С. 15–21.

7. Naito Y., Miyazaki T., Kuroda I. A Fast full-search motion estimation method for programmable processors with a multiply-accumulator // IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. 1996. P. 3221–3224.

8. Mou Z.J., Duhame P. Fast FIR filtering: algorithms and implementations // Signal Processing. 1987. Vol 13. № 4. P. 377–384.

9. Альтман Е.А., Захаренко Е.И. Быстрый алгоритм вычисления двумерной корреляции для видеообработки // Доклады Томск. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники / Томский гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники. Томск, 2015. № 2 (36). С. 119–124.

10. Альтман Е.А., Грицутенко С.С. Повышение эффективности метода перекрытия с накоплением для вычисления дискретной свертки // Вопросы радиоэлектроники / Центральный научно-исследовательский ин-т экономики, систем управления и информации «Электроника». М., 2010. № 1 (3). С. 88–96.

БЛОК РЕГИСТРАЦИИ СОПУТСТВУЮЩИХ ПАРАМЕТРОВ АКУСТИКО-ЭМИССИОННЫХ ДИАГНОСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

В. Н. Овчарук (научный руководитель), К. С. Рябинкина

ФГБОУ ВПО «Тихоокеанский государственный университет» 680035, г. Хабаровск, ул. Тихоокеанская 136 E-mail: ovaler@ya.ru

Описаны исследования методик регистрации сигналов акустической эмиссии для мониторинга состояния промышленных объектов. Приведена структурная схема комплекса для регистрации и анализа сигналов, реализованного на базе оборудования компании National Instruments. Описана структура и принцип работы аппаратно-программного комплекса.

1. Постановка задачи

Автоматизированные системы сбора данных в настоящее время являются общедоступным средством получения экспериментальной информации, и связано это, в первую очередь, с широким распространением персональных компьютеров [1]. Системы сбора данных находят применение для научных исследований, управления производственными процессами, мониторинга в промышленности, медицине, метеорологии, космонавтике и других областях человеческой деятельности. Автоматизированный сбор данных позволяет получить данные нового качества, которые невозможно получить иными средствами. Это результаты статистической обработки огромного числа измерений, полученных в цифровой форме, возможность регистрации случайно появляющихся событий с недостижимой ранее разрешающей способностью по времени и амплитуде, регистрация быстроизменяющихся процессов [2, 3].

2. Используемое оборудование и программное обеспечение

Разработанные в рамках научного исследования аппаратно-программные комплексы (АПК) серии *EMIS* позволяют производить помехоустойчивую регистрацию сигналов акустической эмиссии (АЭ) с предысторией и послезвучанием, а так же анализ, идентификацию и распознавание сигналов с заданными время-частотными характеристиками [4, 5]. Сбор АЭ данных производится с применением оборудования *X Series DAQ* фирмы *National Instruments*. Программное обеспечение, входящее в состав системы было разработаны в среде *NI LabVIEW 2013*. В качестве аппаратной платформы для реализации функции захвата сигнала была использована платформа *NI СотрасtDAQ 9188* с модулями ввода-вывода *NI 9223*, сертифицированными по требованиям пожарной безопасности.

3. Описание решения

Многоканальные АЭ системы серии «ЭМИС» согласно требованиям нормативной документации (РД 03-299-99) имеет в своем составе:

- комплект предварительных усилителей;
- кабельные соединительные линии и сетевые линии связи;
- блоки предварительной обработки и преобразования АЭ;
- ПК с необходимым математическим обеспечением;
- средства отображения информации;
- блоки калибровки АЭ системы.

В зависимости от условий контроля АЭ система может быть как стационарной, так и передвижной. Для контроля объектов простой конфигурации или в случаях, когда не требуется определение местоположения дефектов, допускается применение менее сложной аппаратуры (EMIS 4-16 DAQ), в том числе и одноканальных приборов, либо многоканальной АЭ системы в режиме зонной локации.

Беспроводная сенсорная сеть (WSN) состоит из трех основных компонентов: измерительные узлы, шлюз и программное обеспечение. Узлы для измерений, распределенные в пространстве, оснащены датчиками для мониторинга физических явлений или наблюдения за окружающей средой. Собранные данные беспроводным способом передаются на шлюз, соединенный с другими, в том числе и проводными системами, где можно осуществлять сбор, обработку, анализ и презентацию результатов измерения, используя разработанное программное обеспечение. Маршрутизаторы представляют собой особый тип узлов измерения, которые можно использовать для увеличения длительности передачи и надежности WSN.

Вариантов построения систем несколько. Можно соединить узел ввода WSN Ethernet с компьютером под управлением Windows или контроллером в режиме реального времени LabVIEW Real-Time controller, как показано на рис. 1. Компьютер под управлением Windows может быть как настольным ПК, так и встроенным ПК, управляющим LabVIEW под Windows. Это означает, что можно с легкостью добавить беспроводные возможности регистрации данных к любой системе серии EMIS, работающей под Windows и имеющей соответствующий интерфейс. Структурная схема системы мониторинга приведена на рис. 1.



Рис. 1. Возможный вариант конфигурации АЭ системы EMIS - 12/32 DAQ

Присоединение к контроллеру реального времени под управлением LabVIEW Real-Time, такому как NI CompactRIO или другим программируемым контроллером автоматизации (ПКА), позволяет разместить беспроводные измерения наряду с проводными измерениями или приложениями управления. Используя программное обеспечение LabVIEW на хост-компьютере, можно осуществлять сбор, обработку, анализ, и представление результатов измерений сенсорной сети.

Платформа NI помогает приспособить под конкретные нужды и улучшить архитектуру WSN. Обладая гибкими возможностями подключения Ethernet, можно добавить дополнительные устройства или функциональность к системе WSN. Ранжирование устройств может происходить на уровне предприятия, например, базы данных и серверы к проводным системам ввода/вывода, системы контроля, или иные продукты WSN. Системы реального времени LabVIEW Real-Time имеют возможность встроенной регистрации данных, и открытой коммуникации с узлами ввода, в то время как модуль LabVIEW WSN Module имеет возможность модификации узлов в соответствии с требованиями заказчика и локального принятия решений на уровне узла.

В системе NI WSN, шлюз координатор сети и руководит аутентификацией измерительных узлов, обменом информацией, и установлением контактов от беспроводной сети IEEE 802.15.4 с проводной сетью Ethernet, где можно осуществлять сбор, обработку, анализ и представление результатов измерений, используя разнообразие программного обеспечения NI. Можно использовать несколько шлюзов в WSN, каждые из которых сообщаются с различными беспроводными каналами, выбираемыми в ПО. Можно подсоединить 8 конечных узлов WSN (в топологии звезды) или до 36 WSN узлов (в матричной топологии) к каналу ввода WSN. Существует две разновидности шлюзов для NI WSN.

АЭ системы *EMIS* должны обеспечивать как оперативную обработку и отображение информации в режиме реального времени, так и обработку, отображение и вывод на периферийные устройства для документирования накопленных в течение испытания данных после окончания испытания. Режим постобработки является неотъемлемой частью всех АЭ систем, так как большой поток обрабатываемой информации не позволяет реализовать все возможные варианты в реальном времени [2].



Рис. 2. Фрагмент интерфейса пользователя АЭ системы EMIS – 4/16 DAQ

Фрагмент интерфейса пользователя АЭ системы *EMIS* – 4/16 *DAQ* приведен на рис. 2. Он содержит дополнительный экран отображения сопутствующей информации. Аналогичный интерфейс имеют все системы серии *EMIS DAQ*.

4. Внедрение и его перспективы

Созданный программный модуль комплекса успешно прошел процедуру государственной регистрации [6], а разработанные методики и аппаратные средства были внедрены в ФГБОУ ВПО ТОГУ, г. Хабаровск и на предприятиях ДВ региона. В перспективе планируется доработка всех модулей и алгоритмов с цель улучшения их эксплуатационных параметров.

Список литературы

1. Овчарук В.Н. Современные средства автоматизации физического эксперимента. Среда программирования LabVIEW. Хабаровск : Изд-во ТОГУ, 2011. 256 с.

2. Овчарук В.Н. Акустико-эмиссионные информационно-измерительные системы. Пути и методы совершенствования. Хабаровск : Изд-во ТОГУ, 2013. 300 с.

3. Овчарук В.Н. Акустико-эмиссионные методы исследования свойств керамических материалов. Хабаровск : Изд-во ТОГУ, 2010. 201 с.

4. Овчарук В.Н. Метрологические аспекты регистрации энергетических параметров акустической эмиссии материалов // Измерительная техника. 2014. № 8. С. 57–62.

5. Овчарук В.Н. Критерии выбора параметров акустической эмиссии материалов // Датчики и системы. 2014. № 3. С. 10–17.

6. Овчарук В.Н., Пурисев Ю.А. Программный комплекс установки EMIS-2 // Свидетельство о государственной регистрации программ для ЭВМ № 2014613380 от 26 марта 2014 г.

ЛАБОРАТОРНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ БЛИЖНЕЙ НАВИГАЦИИ НА ОСНОВЕ ПСЕВДОСПУТНИКОВ

А. Б. Гладышев¹, В. Н. Ратушняк¹, Д. Н. Рыжков², А. А. Богачук¹, М. А. Голубятников¹

¹Военно-инженерный институт ФГАОУ ВО СФУ 660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 13a E-mail: a-glonass@yandex.ru ²Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва» 662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52 E-mail: dmitriynr@yandex.ru

Рассмотрен проект лабораторного комплекса для проведения исследований характеристик системы ближней навигации на основе псевдоспутников. Для реализации лабораторного комплекса предлагается использовать возможности аппаратной платформы National Instruments и среды программирования LabView. Основными функциями предлагаемого лабораторного комплекса являются: имитация навигационного поля, анализ принятых сигналов, определение навигационных параметров.

Применение псевдоспутников (ПС) для улучшения навигационного обеспечения летательных аппаратов (ЛА) и морских судов продолжает являться перспективным направлением при создании систем ближней навигации. Такие системы особенно эффективны при обеспечении режимов посадки ЛА [1].

Системы навигации по ПС позволяют:

увеличить точность позиционирования до 5–10 см за счет отсутствия эфемеридных и ионосферных погрешностей, а также геометрически оптимального размещения ПС;

повысить устойчивость к воздействию помех за счет увеличения мощность навигационного сигнала;

обеспечить навигацию внутри помещений.

ПС – это отдельный радиомаяк, излучающий навигационные сигналы в диапазоне ГНСС. Сигналы ПС имеют структуру, аналогичную структуре сигналов ГЛО-НАСС/GPS. Применение подобных сигналов позволяет потребителю для получения навигационной информации использовать стандартный ГНСС-приемник с небольшой программной модификацией. Такая система навигации представляет собой сеть ПС, размещенных на местности [2]. Координаты каждого ПС измерены заранее с высокой точностью и передаются составе навигационного сообщения для решения навигационной задачи. Точки стояния ПС выбираются в соответствии с необходимой зоной навигационного обеспечения. Геометрию размещения псевдоспутников выбирают из критерия наилучшего показателя геометрического фактора [3].

Одна из типовых структур системы навигации по ПС представлена на рис. 1.

Несмотря на существующие достоинства, системы навигации по ПС имеют ряд недостатков [4]:

повышенный уровень сигнала ПС улучшает помехоустойчивость системы, но рождает проблему «близко-далеко;

расположение ПС вблизи поверхности Земли приводит к многолучевому распространению навигационного сигнала (переотражению сигнала).

навигационные сигналы от ПС большой мощности могут являться помехой для навигационных сигналов ГНСС.

Для исследования имеющихся проблем и поиска путей их решения был разработан лабораторный комплекс для моделирования системы ближней навигации на основе ПС. Секция «Устройства обработки сигналов и навигационные системы»



Рис. 1. Вариант структуры системы навигации на основе псевдоспутников

Учитывая существующие проблемы при создании к лабораторному комплексу были предъявлены следующие требования:

мощность сигналов каждого ПС должна обеспечивать создание ситуации «близко-далеко» в районе проведения исследований;

средства комплекса должны моделировать ситуацию многолучевого приема;

ПС должны иметь возможность формировать навигационные сигналы как с частотным, так и с кодовым разделением;

лабораторный комплекс должен обеспечить возможность изменения геометрического расположения ПС.

Основной задачей лабораторного комплекса является формирование искусственного навигационного поля в заданной области пространства. Эту задачу выполняют макеты ПС. Макеты ПС излучают в пространство навигационные сигналы, исследуемой структуры.

В базовой конфигурации в составе комплекса имеются четыре макета псевдоспутника. Для решения навигационной задачи по сигналам псевдоспутников используется ГНСС-приемник с модифицированным программным обеспечением. Управление ГНСС-приемником, и обработка навигационных параметров осуществляется с помощью персонального компьютера. Структурная схема лабораторного комплекса представлена на рис. 2.



Рис. 2. Структурная схема лабораторного комплекса

В ходе разработки проекта по созданию лабораторного комплекса был проведен анализ вариантов построения макетов ПС [5–8]. Анализ показал, что для исследования систем навигации на основе ПС в качестве макетов ПС используются имитаторы сигналов спутниковых навигационных систем ГЛОНАСС/GPS.

В данном комплексе в качестве макета ПС были использованы модульные приборы фирмы National Instruments работающие под управлением программного обеспечения LabVIEW.

Обычно для создания имитаторов ГНСС сигналов используют векторный генератор NI PX1e-5673E [5]. Формирование тестовых навигационных сигналов в таком имитаторе происходит под управлением специальных программных инструментов GLONASS Toolkit и GPS Toolkit, разработанных в системе программирования LabVIEW.

Однако LabVIEW позволяет создавать собственные «виртуальные приборы» (VI) управляющие формированием тестовых сигналов генератором NI PX1e-5673E. Таким образом появляются возможности создавать собственные сигналы заданной структуры и с необходимыми для проведения экспериментов параметрами. В частности, в информационной части навигационного сигнала необходимо вместо эфемерид НКА передавать координаты макетов ПС.

На базе модульных приборов National Instruments был создан вариант макета ПС в состав которого вошли следующие функциональные узлы (рис. 3):

- векторный генератор сигналов NI PX1e-5673E;
- ВЧ-аттенюатор NI PXI-5695;
- контроллер вычислительный NI PXIe-8880;
- шасси NI PXIe-1085;
- ГНСС-приемник МРК-101.



Рис. 3. Структурная схема макета псевдоспутника

В макете ПС навигационные сигналы формируются векторным генератором сигналов NI PXIe-5673. В векторном генераторе сигналов NI PXIe-5673 используется прямой перенос сигналов из основной полосы в радиочастотный диапазон.

Для решения задачи навигационного обеспечения потребителей, по аналогии с СРНС ГЛОНАСС, шкалы времени ПС должны быть синхронизированы, а сигналы всех ПС – когерентны [9]. Кроме собственных решений по синхронизации устройств [10] в макете ПС, необходимо применить дополнительную синхронизацию. Для этого на шасси макетов ПС необходимо подать высокостабильное опорное напряжение частотой 10 МГц. Синхронизация макетов ПС в лабораторных условиях можно осуществляться следующими способами:

- синхронизация по проводному каналу всех макетов ПС от одного ведущего макета;

- синхронизация по проводному каналу всех макетов ПС от высокостабильного стандарта времени и частоты;

- синхронизация по проводному каналу всех макетов ПС от одного ГНСС-приемника;

- синхронизация каждого макета от своего ГНСС-приемника (в случае разноса макетов ПС на большое удаление).

Для расширения диапазона изменения мощности выходного сигнала в схему ПС введен двухканальный программируемый ВЧ–аттенюатора NI PXI-5695В. При максимальной мощности выходного сигнала векторного генератора равной 10 мВт, ВЧ-аттенюатор позволяет изменять мощность сигнала на выходе ПС в диапазоне от 1 мкВт до 10 мВ. Такой широкий диапазон изменения мощности навигационного сигнала ПС, позволит исследовать влияние уровня мощности сигналов на надежность навигационных определений в условиях воздействия помех.

Если принять значения коэффициентов усиления приемной и передающей антенны равным 3 дБ, то можно определить, что уровень сигнала с мощностью от 1 мкВт до 10 мВ обеспечит возможность проведения экспериментальных исследований на удалении от макета ПС от 500 м до 50 км, при уровне сигнала на входе приемника -161 дБ.

Для формирования информационной части навигационного сигнала используются файлы эфемерид в формате RINEX, где в полях параметров орбит задаются постоянные координаты для каждого макета ПС. Значения скорости и ускорения задаются равными нулю.

Конфигурация расположения макетов ПС, их количество зависит от рельефа местности и области, где будет осуществляться исследование работы разрабатываемой системы ближней навигации. Таким образом, появляется возможность получения практических экспериментальных данных зависимости геометрического фактора, от количества макетов ПС и их взаимного расположения. Это позволит рассчитать потенциальную точность измерения координат, точность определения пространственного положения потребителей навигационной информации, а также показатели помехоустойчивости потребителей разрабатываемой системы ближней навигации.

На этапе создания лабораторного комплекса были проведены исследования погрешности измерения псевдодальности по сигналам от одного макета ПС. Навигационные сигналы принимались приемником MPK-101.

По результатам исследований погрешность измерения псевдодальности по сигналу от макета ПС составила 0,15 м.

Заключение

Предложенный лабораторный комплекс представляет широкие возможности для моделирования и исследования систем ближней навигации на основе псевдоспутников.

Данный комплекс позволяет:

- исследовать влияние параметров навигационного сигнала ПС (вида сигнала, мощности, частоты, модуляции и т. д.) на точность навигационный измерений;

- изменяя структуру навигационных сообщений оценить эффективность алгоритмов их обработки в навигационном приемнике;

- исследовать влияние параметров геометрического фактора ПС на точностные характеристики системы навигации на основе ПС;

- исследовать способы синхронизации ПС и их влияние на точность навигационных определений;

- проводить апробацию новых разработанных алгоритмов измерения навигационных параметров для их внедрения в опытные образцы навигационных приемников.

По результатам экспериментальных исследований получены ошибки измерения псевдодальности по сигналам от макета ПС. Ошибка измерения псевдодальности составила 0,15 метров.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 16-19-10089).

Список литературы

1. Проект «Псевдоспутник» [Электронный ресурс]. Доступ: http://www.vedapro.ru/files/GPS2.pps (дата обращения: 01.12.2016).

2. Francis Soualle Eads Astrium. Theoretical approach for the optimization of pseudolite pulsing scheme and the implementation of participative receivers // Satellite Navigation Technologies and European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing, (NAVITEC), 2012 6th ESA Workshop on. Year: 2012. P. 1–8.

3. Исследование погрешностей измерения координат в наземной системе ближней навигации на основе псевдоспутников / В.Н. Тяпкин, Е.Н. Гарин, Д.Д. Дмитриев, В.Н. Ратушняк // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 11. С. 132–136.

4. Joel Barnes, Chris Rizos, Jinling Wang, Terry Nunan and Chris Reid. The Development of a GPS/Pseudolite Positioning System for Vehicle Tracking at BHP Steel, Port Kembla Steelworks// Proceedings of the 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 2002). September 24–27, 2002.

5. Dmitriev D.D., Gladishev A.B., Tyapkin V.N., Fateev Yu.L. Hardware-Software Complex for Studying the Characteristics of GNSS Receiver // 2016 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2016. National Research University «Higher School of Economics» Moscow; Russian Federation. May 12–14, 2016. Proceedings 7491665.I.S.

6. Способы реализации имитаторов радионавигационных сигналов / С.С. Красненко, А.В. Пичкалев, Д.А. Недорезов, А.Ю. Лапин, О.В. Непомнящий // Вестник СибГАУ. Вып. 1 (53). Красноярск, 2014. С. 30–34.

7. Имитатор сигналов для угломерных ГНСС-приемников на основе современных модульных радиоизмерительных приборов / А.Б. Гладышев, Д.Д. Дмитриев, Н.С. Кремез, Е.Е. Гарин // Решетневские чтения: материалы XX Юбилейной междунар. науч.-практ. конф., посвящ. памяти генерального конструктора ракетно-космических систем академика М. Ф. Решетнева ; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. Красноярск, 2016. С. 260–262.

8. Программно-аппаратный комплекс моделирования процессов позиционирования и измерения пространственной ориентации космических аппаратов на геостационарной орбите / Д.Д. Дмитриев, В.Н. Ратушняк, А.Б. Гладышев, Н.С. Кремез // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 11. С. 141–144.

9. Corazzini, T., and How, J.P., Onboard Pseudolite Augmentation System for Relative Navigation // Proceedings of the Institute of Navigation GPS-99 Conference, Nashville, TN, Sept. 1999. P. 1559–1568.

10. Официальный сайт компании National Instruments [Электронный ресурс]. Доступ: http://www.ni.com, free (дата обращения: 01.12.2016).

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ КОМБИНИРОВАННОГО СИГНАЛА ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ СЕТЕЙ СИНХРОНИЗАЦИИ

К. А. Куличков, Н. С. Куличкова, А. В. Гребенников (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: kyli4ukov-k@mail.ru

Представлен вариант реализации преобразователя сигналов синхронизации из импульсной метки времени и опорной частоты в комбинированный сигнал частотно-временной синхронизации. Представлены структурные схемы преобразователя, а также структурная схема построения сети частотно-временной синхронизации.

На современном этапе развития глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) и их практических приложений назрела необходимость улучшения качества частотно-временной синхронизации потребителей. Решение данной задачи с использованием существующих сигналов синхронизации, таких как импульсный сигнал метки времени и гармонический сигнал опорной частоты, оказывается затруднительным в силу необходимости расширения полосы пропускания линии передачи сигнала импульсной метки времени, взаимной калибровки задержки линий передачи метки времени и опорной частоты, калибровки активных разветвителей сигнала метки времени для множественного доступа [1]. Перспективный комбинированный сигнал частотновременной синхронизации (КСЧВС), по принципу формирования и приема аналогичный навигационному сигналу ГНСС, позволит обойти ограничения стандартного набора сигналов синхронизации и добиться необходимой погрешности частотно-временной синхронизации [2].

Однако, существующий парк аппаратуры, используемой для решения задач синхронизации, не приспособлен для использования КСЧВС. В настоящей работе предложен способ использования КСЧВС для построения системы частотно-временной синхронизации, которая повысит точность синхронизации существующих типов оборудования без его доработки.

Использование преобразователей КСЧВС проиллюстрировано на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема синхронизации двух объектов: ИС – источник синхронизации; ПС – приемник синхронизации

Представленная схема синхронизации предполагает использование для источника и приемника сигналов синхронизации специализированных преобразователей традиционных сигналов синхронизации в КСЧВС и обратно. Преобразователи подключаться к ИС и ПС максимально короткими кабелями с нормированным волновым сопротивлением. Задержка передачи моментов времени (фазы опорной частоты) для каждого преобразователя может быть скалибрована.

Структурные схемы преобразователей представлены на рис. 2-3.



Рис. 2. Структурная схема преобразователя ИС: Син. Ч – Синтезатор частоты; ОГ – Опорный генератор; ВБ – вычислительный блок; ИНТ – интерфейс; ЦАП – Цифро-аналоговый преобразователь; АЦП – Аналогово-цифровой преобразователь; УС – Усилитель сигнала

Задача преобразователя ИС с высокой точностью измерить пришедшие на вход сигналы 1PPS и ОЧ относительно внутренней шкалы времени (ШВ) преобразователя, сформировать КСЧВС для основного канала синхронизации и передать его преобразователю ПС.



Рис. 3. Структурная схема преобразователя ПС: УС – Усилитель сигнала; Буф. – Буфер; Син. Ч – Синтезатор частот; ВБ – Вычислительный блок; ИНТ – интерфейс

Задача преобразователя ПС с высокой точностью синхронизироваться с преобразователем ИС по КСЧВС, из цифровой информации получить параметры 1PPS и ОЧ, и сформировать традиционные сигналы синхронизации для подачи на вход ПС.

Одна из особенностей использования КСЧВС заключается в двунаправленной передачи сигнала между ИС и ПС. Измерение значения задержки в линии (кабеле) и его учет при проведении синхронизации осуществляется непосредственно в процессе работы схемы синхронизации. Такой подход позволяет снизить требования к линиям передачи сигналов синхронизации, не требует предварительной калибровки задержки в линиях, а также обеспечивает сохранение высокой точности синхронизации при изменении задержки в линии (кабеле).

Калибровка линий передачи без прерывания функционирования системы возможна с использованием частотного, кодового или временного разделения каналов. Для синхронизации двух объектов предлагается использовать кодовое разделение «прямого» (от ИС к ПС) и «обратного» (от ПС к ИС) КСЧВС.

В старом парке аппаратуры для подстройки частот опорных генераторов ПС, ИС передает по коаксиальному кабелю гармонический сигнал опорной частоты с номинальным значением 5 или 10 МГц. Синхронизация шкал времени ПС производится импульсным сигналом 1PPS, передаваемым по кабельным линиям с известной задержкой. Информация об «оцифровке» моментов времени, представленных импульсным сигналом, а также, при необходимости, о задержке в кабелях, обеспечивающих передачу сигнала МВ, производится через цифровой интерфейс. На рис. 4 приведена структурная схема примера системы частотно-временной синхронизации существующего типа аппаратуры.



Рис. 4 – Структурная схема системы частотно-временной синхронизации: ИС – источник синхронизации; ДМ – делитель мощности; ПС – приемник синхронизации; АП – активный повторитель; ЦИ – цифровая информация; ОЧ – опорная частота; 1PPS – импульсный сигнал синхронизации

Основными недостатками данной схемы является необходимостью взаимной калибровки задержки линий передач метки времени и опорной частоты, калибровки активных разветвителей сигнала метки времени. Подключения данной схемы на большие расстояния приведут к увеличению погрешности синхронизации в связи с затуханием и заваливанием фронта 1PPS. Для построения системы синхронизации в структурную схему частотно-временной синхронизации (рис. 4) добавим преобразователи КСЧВС.



Рис. 5. Структурная схема системы частотно-временной синхронизации с использованием преобразователей: ИС – источник синхронизации; ПС – приемник синхронизации; ДМ – делитель мощности; ЦИ – цифровая информация; ОЧ – опорная частота; 1PPS – импульсный сигнал метки времени; КСЧВС – комбинированный сигнал частотно временной синхронизации

Для работы данной системы синхронизации с несколькими ПС предлагается по мимо использования кодового разделения для прямого и обратного канала, использовать временной разделение обратных каналов КСЧВС.

К отличительным особенностям предлагаемой системы относятся:

• единая линия передачи всех компонентов сигнала и цифровой информации;

• применение пассивных делителей мощности для подключения множества потребителей;

• возможность передачи дополнительной служебной информации;

• возможность калибровки задержек линий передачи в процессе работы системы синхронизации без влияния на функционирование.

Представленный способ использования преобразователей КСЧВС дает возможность без какой-либо доработки синхронизировать существующие типы оборудования на расстоянии сотни метров. Передача традиционных сигналов синхронизации по каналу синхронизации осуществляется с погрешностью не более 20 пс, это позволяет повысить точность синхронизации ИС и ПС.

Список литературы

1. Аппаратура для калибровки и метрологической поверки источников навигационных сигналов ГНСС / А.В. Гребенников, А.С. Кондратьев, С.В. Сизасов, Ю.Г. Хазагаров // Тезисы докладов 2-й междунар. науч.-техн. конф. «Навигационные спутниковые системы, их роль и значение в жизни современного человека», 10–14 окт. 2012 г., Железногорск. 2012.

2. Перспективные сигналы высокоточной синхронизации / А.С. Кондратьев, А.С. Быков, А.В. Гребенников, Ю.Г. Хазагаров, С.В. Сизасов, А.П. Кудревич, А.В. Ячин // Тезисы докладов VII Междунар. симпозиума «Метрология времени и пространства», 17–19 сент. 2014 г., г. Суздаль Владимирской области. Менделеево: ФГУП «ВНИИФТРИ». 2014. 279 с.

РЕЗУЛЬТАТЫ СРАВНЕНИЯ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ИОНОСФЕРНОЙ ПОГРЕШНОСТИ СИГНАЛОВ ГЛОНАСС

Н. С. Куличкова, К. А. Куличков, А. В. Гребенников (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: prohorova.natasha@list.ru

Рассматриваются методы уменьшения погрешности, связанной с задержкой навигационного сигнала при прохождении от космического аппарата до двухчастотной аппаратуры потребителя через слой ионосферы. При изучении существующего метода нахождения ионосферной поправки, были найдены основные недостатки при его использовании. На основе проведенного исследования автором представлен альтернативный метод нахождения ионосферной погрешности сигналов ГЛОНАСС и результаты экспериментального сравнения.

Широкое использование современных глобальных навигационных спутниковых систем ГЛОНАСС приводит к необходимости повышения точности навигационных измерений. Большое влияние на погрешность навигационных измерений по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем ГЛОНАСС оказывают условия прохождения сигналов навигационных космических аппаратов (НКА) в атмосфере.

Как показывают исследования, наибольшее влияние на сигналы НКА ГЛОНАСС оказывает ионосфера. Величина задержки сигнала в ионосфере зависит от солнечной активности, сезонных и ежедневных вариаций электронной концентрации, угла места и азимута НКА и от широты и долготы точки приема сигнала.

Сильная изменчивость состояния ионосферы в зависимости от многих факторов не позволяет прогнозировать величину задержки сигнала в ионосфере с точностью выше 70 ÷ 80 % даже с помощью весьма сложных многопараметрических моделей.

Наиболее просто проблема компенсации ионосферной погрешности решается в двухчастотном приемнике. Из всех составляющих погрешности определения псевдодальности, лишь ионосферная погрешность зависит от частоты. Поэтому, если измерить псевдодальности $r(f_1)$ и $r(f_2)$ на двух частотах, то в погрешностях этих измерений только ионосферные погрешности будут различаться, следовательно, можно записать:

$$\mathbf{r}(\mathbf{f}_1) - \mathbf{r}(\mathbf{f}_2) = \mathbf{c}(\delta \mathbf{t}_{\mathsf{ион}}(\mathbf{f}_1) - \delta \mathbf{t}_{\mathsf{ион}}(\mathbf{f}_2)). \tag{1}$$

Выразив из формулы (1) получим:

$$\delta t_{\text{ион}}(f_1) = \frac{\Delta r}{c} \left(1 - \frac{f_1^2}{f_2^2}\right)^{-1}$$

Вычисленное в соответствии значение $\delta t_{\text{ион}}(f_1)$ можно использовать для коррекции, измеренной псевдодальности в диапазоне с частотой f_1 [1].

Представленный метод является классическим, но так как для нахождения ионосферной погрешности используется кодовая псевдодальность, измеренная по сигналам в различных частотных диапазонах, появляется необходимость калибровки разности задержек при прохождении сигналов по трактам для L1 и L2. Для калибровки аппаратуры необходимо определить значения разности задержек сигналов L1 и L2 в спутнике, антенне и тракте приемника. Определение данных значений весьма длительный и трудоемкий процесс, который требует использования дополнительной аппаратуры (MPK-40 имитатор, MPK-113 аппаратура контроля навигационных сигналов). Для точной калибровки необходимо проводить измерения в термокамерах. На рис. 1 представлен график нахождения ионосферной погрешности с калибров-кой и без.



Рис. 1. Ионосферная погрешность (Классический метод)

Альтернативный метод включает в себя использование псевдодальностей измеренных по фазе несущей частоты сигнала для L1 и L2. Для нахождения ионосферной погрешности необходимо использовать следующую формулу:

$$I_{i}(k) = Ob(\gamma_{i}(k))I_{v}(k), \qquad (2)$$

где I_i (k) – задержка (наклонная) сигнала НКА в ионосфере; Ob (γ_i (k)) – отображающая функция; I_v (k) – вертикальная задержка сигнала в ионосфере; γ_i (k) – угол места НКА. Отображающая функция предназначена для пересчета вертикальной задержки в наклонную и определяется как отношение наклонной и вертикальной задержек сигнала в ионосфере:

$$Ob(\gamma_{i}(k)) = \frac{I_{i}(k)}{I_{v}(k)} = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{R_{\oplus}}{R_{\oplus} + h}\cos\gamma_{i}(k)\right)^{2}}},$$
(3)

где R ⊕ – радиус Земли; h – высота слоя ионосферы.

Для определения вертикальной задержки используется разность приращений фазовых псевдодальностей и приращение отображающей функции:

$$I_{v}(k) = \frac{\Delta \varphi_{1i}(k) - \Delta \varphi_{2i}(k)}{(\gamma - 1) (Ob(\gamma_{i}(k)) - Ob(\gamma_{i}(k - 1)))},$$
(4)

где $\Delta \phi_{1i}$, $\Delta \phi_{2i}$ – приращения фазовых псевдодальностей [2].

Данный подход избавляет от проблемы решения начальной неоднозначности фазовых измерений и позволяет найти ионосферную погрешность, не производя калибровку аппаратуры.

В настоящее время, доступными для свободного использования являются данные о состоянии ионосферы, полученные по измерениям сигналов НКА GPS. Эта информация размещена в центре хранения данных NASA – Crustal Dynamics Data Information System (CDDIS). В CDDIS хранятся архивы данных о состоянии ионосферы, полученных с помощью международной службы IGS которая, начиная с 1998 г., проводит по-

стоянный мониторинг состояния ионосферы. IGS представляет собой сеть из более чем 100 станций наблюдения, оснащенных высокоточной НАП, геодезического назначения, которая работает по сигналам системы GPS двух частотных поддиапазонов L1 и L2 [3].

На рис. 2 приведена оценка вертикальной задержки сигналов в ионосфере, выраженная в метрах, которая получена с помощью

• фазового двухчастотного метода;

• оценки вертикальной задержки по информации аналитического центра IGS JPL (Jet Propulsion Laboratory, Пасадена, США);

• модели ионосферы International Reference Ionosphere (IRI-95).



Рис. 2. Результат сравнения вертикальных задержек

На протяжении данного эксперимента оценки вертикальной задержки сигнала в ионосфере, полученные в аналитическом центре JPL, а также с помощью фазового двухчастотного метода были близки. Эксперимент проводился в период с 19.08.16 по 21.08.16.

На рис. 3–5 представлено сравнение ионосферной погрешности, посчитанной с помощью кодовой псевдодальности и посчитанной с помощью фазовой псевдодальности.



Рис. 3. Ионосферная погрешность ГЛОНАСС № 6







Рис. 5. Ионосферная погрешность ГЛОНАСС № 20

Анализ существующих методов определения задержки сигнала в ионосфере для двухчастотной НАП показал, что наиболее перспективным является подход, основанный на фазовых измерениях, так как данный подход не требует предварительной калибровки аппаратуры, а также имеет меньшую случайную погрешность (СКО не превышает 5 см). Единственным недостатком фазового метода является определение первого значения погрешности спустя 5 мин после первого получения фазовых измерений.

Список литературы

1. Глобальная спутниковая навигационная система ГЛОНАСС / под ред. В.Н. Харисова, А.И. Перова, В.А. Болдина. М.: ИПРЖР, 1999. 560 с.

2. Куличков К.А., Куличкова Н.С., Гребенников А.В. Определение ионосферной погрешности сигналов ГЛОНАСС по фазовым измерениям на L1 и L2 // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 11. С. 166. ISSN: 2070-0784.

3. Feltens J., Schaer S. IGS productions for the ionosphere // Proceedings of the IGS Analysis Center Workshop ESA/ESOC, Darmstadt, Germany, February 9–11, 1998. P. 225–232.

АДАПТИВНЫЙ ДЕМОДУЛЯТОР СИГНАЛОВ С АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

А. В. Беляев, Ю. Г. Попов, А. О. Касьянов

ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» 344038, г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130 E-mail: Alexbelr@gmail.com

Рассматривается адаптивный демодулятор сигналов с амплитудно-фазовой манипуляцией. Рассмотрен алгоритм распознавания типа манипуляции по распределению амплитуд манипуляционных символов, работающий без необходимости частотной и фазовой синхронизации.

Одним из методов повышения спектральной эффективности является адаптация параметров системы передачи данных (СПД) к каналу связи. Для достижения этой цели в сигнал вносят избыточную информацию о текущих параметрах СПД, что снижает скорость передачи данных.

В качестве механизма адаптация СПД к каналу связи широкое распространение имеет механизм адаптивной модуляции и кодирования (АМК). Механизм АМК позволяет СПД адаптировать сигнально-кодовую конструкцию (СКК) в зависимости от качества радиоканала. Если радиоканал имеет высокое качество, то используется СКК с многопозиционной манипуляцией, давая системе дополнительную емкость. При ухудшении качества радиоканала, система может сменить СКК на более помехоустойчивую, чтобы поддержать качество обслуживания и стабильность на должном уровне. Эта особенность позволяет СПД преодолевать избирательное затухание. Ключевой особенность АМК является возможность изменять бюджет канала связи таким образом, чтобы обеспечить максимальную пропускную способность.

Распространенным вариантом реализации механизма АМК является явная передача информации о текущих параметрах СПД в служебном канале. Основным недостатком такой реализации является необходимость выделения частотно-временного ресурса для организации этого канала. Целью настоящей работы является создание адаптивного демодулятора сигналов с амплитудно-фазовой манипуляцией, способного автоматически определять параметры принимаемого сигнала, такие как символьная скорость и тип манипуляции.

Структурная схема адаптивного демодулятора представлена на рис. 1. Далее процедуры изображенные на схеме будут рассмотрены более подробно.



Рис. 1. Структурная схема адаптивного демодулятора сигналов с АФМ

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи: тактовая синхронизации;

автоматическая регулировка усиления (АРУ);

распознавание типа манипуляции;

частотная и фазовая синхронизация.

Увеличение количества используемых беспроводных СПД приводит к дефициту частотного ресурса, поэтому в современных СПД для ограничения ширины спектра излучаемого сигнала используются формирующие фильтры.

Сужение спектра с применение формирующего фильтра приводит к сглаживанию фронтов прямоугольных импульсов манипуляционных символов, влияет на их расширение и взаимное перекрытие, а также вызывает амплитудную модуляцию огибающей радиосигнала (рис. 2).

В связи с этими, в спектре огибающей аналитического сигнала будет присутствовать гармоника соответствующая тактовой частоте манипуляции [1]. Поиск этой гармоники с применением БПФ к огибающей аналитического сигнала позволяет определить тактовую частоту манипуляции.



Рис. 2. Искажения формы сигнала, вызванные применением формирующего фильтра

Далее сигнал поступает на замкнутую систему восстановления тактовой синхронизации (блоки 2–5 рис. 1), предварительно производится первичная оценка начала тактового интервала для более быстрого вхождения в синхронизм. Эта система контролирует взятие отсчетов манипуляционных символов в оптимальные моменты времени и устраняет ошибки тактовой синхронизации, вызванные дрейфом тактового генератора АЦП и ошибки оценки тактовой частоты. Формирующий фильтр устраняет негативные эффекты вызванные МСИ.

Система АРУ предназначена для обеспечения постоянного уровня сигнала, что является необходимым условием для эффективной работы системы восстановления тактовой синхронизации и дальнейшей обработки сигнала. Структурная схема системы АРУ изображена на рис. 3.

Для восстановления фазовой синхронизации в демодуляторе используется система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) управляемая решениями, поскольку согласно [2] является более предпочтительной по сравнению с системой не управляемой решениями.



Рис. 3. Система АРУ

Поскольку для работы системы ФАПЧ управляемой решениями необходимо точно знать сигнальное созвездие, предварительно необходимо выполнить распознавание типа манипуляции. Этой задаче посвящено достаточно много публикаций, однако в большинстве из них предполагается наличие частотной и фазовой синхронизации. В настоящей работе используется метод, основанный на анализе распределения амплитуд манипуляционных символов не чувствительный к частотным и фазовым ошибкам.

В отсутствии помех амплитуда манипуляционного символа будет принимать значение из конечного множества $A = \{A_1, A_2, ..., A_n\}$, которое определяется сигнальным созвездием. Плотность вероятности амплитудного распределения описывается следующим выражением:

$$P(x) = \sum_{i} p_i \cdot \delta(x - A_i),$$

где p_i – вероятность того что амплитуда манипуляционного символа сигнального созвездия примет значение A_i ; $\delta(x)$ – дельта-функция. В случае воздействия аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) со спектральной плотностью мощности σ^2 , плотность вероятности амплитудного распределения примет следующий вид:

$$P(x,\sigma) = \sum_{i} p_i \cdot G(x - A_i,\sigma),$$

где $G(x,\sigma)$ – гауссова функция, $G(x,\sigma) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2\cdot\sigma^2}}$. Таким образом для каждого сигнального созвездия можно определить закон распределения амплитуд манипуляционных символов при воздействии АБГШ.

Для распознавания типа манипуляции производится вычисление эмпирического распределения $P(x)^*$ (гистограммы) и его сравнение с теоретическим распределением при различных значениях σ по критерию согласия Пирсона (критерий χ^2) [3]. На рис. 4 представлены сигнальные созвездия различных типов манипуляции после восстановления тактовой синхронизации и АРУ, а также гистограммы распределения амплитуд символов. Отличительной особенностью метода является отсутствие необходимости частотной и фазовой синхронизации.



Рис. 4. Гистограммы амплитудного распределения манипуляционных символов

После определения типа манипуляции фазовая синхронизация восстанавливается при помощи системы ФАПЧ. Для более быстрого вхождения в синхронизм предварительно выполняется оценка частотного сдвига сигнала, методом возведения сигнала в 4 степень [4]. На выходе системы ФАПЧ получаем мягкие решения демодулятора.

Список литературы

1. Mengali Umberto, Aldo N. D' Andrea. Synchronization techniques for digital receivers. Plenum Press, 1997.

2. Прокис Джон. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.

3. Кобзарь А.И. Прикладная математическая статистика. Для инженеров и научных работников. М.: Физматлит, 2006. 816 с.

4. Heinrich Meyr, Gerd Ascheid. Digital communication receivers: Synchronization in digital communication, John Wiley & Sons, 1990.

РАЗРЕШАЮЩАЯ СПОСОБНОСТЬ ГИБРИДНОГО АКУСТООПТИЧЕСКОГО ПРОЦЕССОРА ДЛЯ ВИЗУАЛИЗАЦИИ АКУСТИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ ОТ МИКРООБЪЕКТОВ

Е. Л. Никишин, М. В. Павлова, А. В. Сучилин

Саратовский государственный технический университет имени Ю. А. Гагарина 410054, г. Саратов, ул. Политехническая, 77 E-mail: nikel55@rambler.ru

Приводится теоретическая и экспериментальная оценка разрешающей способности устройства акустооптической визуализации на основе двойного преобразования Фурье. Дан сравнительный анализ этого параметра при различных значениях апертуры процессора.

Общая тенденция развития акустических методов контроля и диагностики связана с изучением изменений пространственно-временной структуры поля, вызванных особенностями распространения ультразвуковых колебаний в контролируемой среде. Разработка методов визуализации пространственно-неоднородных акустических полей представляет значительный интерес с точки зрения различных практических приложений в дефектоскопии, материаловедении, биомедицине и электронике. Важнейшей задачей является исследование новых методов визуализации акустических волн в объеме, что позволит детально изучить характер распределения акустического поля в контролируемой среде.

В работах [1, 2] описан метод визуализации акустических полей с использованием гибридного акустооптического процессора с двойным преобразованием Фурье, который позволяет устранить астигматизм формируемого изображения, характерный для известного метода акустооптической визуализации А. Корпеля. Общие принципы механизма формирования оптического изображения акустического объекта с помощью гибридного акустооптического процессора рассмотрены в работе [2].

Одним из направлений в плане улучшения параметров устройств акустооптической визуализации является повышение их разрешающей способности. Под разрешающей способностью понимается минимальное расстояние между двумя объектами наблюдения, при котором их можно различить. При оценке разрешения обычно используют критерий Релея.



Рис. 1. Фотография системы излучателей многоэлементного преобразователя

Для того чтобы два световых пятна были разрешены по критерию Релея, они должны быть разделены интервалом

$$\Delta l = \frac{\lambda}{D} \cdot F , \qquad (1)$$

где D – апертура акустооптического процессора; F – фокусное расстояние собирающей линзы; λ – длинна волны света в среде.

Для экспериментального определения разрешающей способности гибридного акустооптического процессора был собран макет устройства с акустической линзой из кристаллов ниобата лития и сапфира [1]. Источником акустического поля выступала система излучателей многоэлементного преобразователя на основе пьезоактивной пленки оксида цинка, нанесенного на плоскую поверхность кристалла сапфира. Излучающие элементы образованны областью перекрытия взаимно перпендикулярных электродов, разделенных пьезоэлектрическим слоем (рис. 1). Излучатели квадратной формы со стороной 70 мкм расположены в два ряда с периодом следования 200 мкм.



Рис. 2. Полученное изображение излучающих элементов преобразователя при апертуре 0,6 мм (*a*) и 6 мм (*б*)

Разрешающая способность оценивалась в направлении перпендикулярном плоскости, образованной продольной осью звукопровода из ниобата лития, в котором происходило акустооптическое взаимодействие, и направлением падающего пучка света. В качестве источника когерентного излучения использовался гелий-неоновый лазер с длинной волны 632,8 нм. Проводилось сравнение отношения ширины излучающего элемента преобразователя к периоду следования излучателей в полученном изображении при различной апертуре светового пучка.

Для регистрации изображения использовался варифокальный фурье-преобразующий объектив (тип NATONAL CCTV ZOOM LENS 12.5 – 75 mm) цифровой системы ввода изображения VS-CTT 075. Съемка проводилась на расстоянии 1 м от акустооптического процессора, фокусное расстояние объектива равнялось 75 мм. Для определения приближенного значения разрешающей способности ПЗС камеры использовалась формула

$$\Delta l = \frac{L \cdot l}{n \cdot F},\tag{2}$$

где *L* – длина ПЗС матрицы; *l* – расстояние между объективом и акустооптическим процессором; *n* – количество пикселей матрицы в направлении определения разрешающей способности, деленное на 2. Подстановка указанных величин в выражение (2) позволяет определить разрешение ПЗС камеры, составляющее 15 мкм.

При значении апертуры равном 0,6 мм согласно формуле (1) максимальное разрешение равно 79 мкм. С увеличением апертуры до 6 мм разрешение теоретически возрастает до 8 мкм, но из-за ограничений, обусловленных ПЗС камерой, оно не превышает величины 12 мкм. С помощью программы «ImageJ» на основе анализа изображений излучателей (рис. 2) были построены графики зависимости яркости изображения излучающих элементов преобразователя от координаты в направлении оценки разрешающей способности (рис. 3). Используя данные о распределении интенсивности дифрагированного света в изображении двух рядом расположенных излучателей, представленные на рис. 3, и определяя ширину излучателя по уровню падения интенсивности на 3 дб, было найдено отношение ширины излучающего элемента преобразователя к периоду следования излучателей. Для апертуры 0,6 мм это отношение равно 0,71, а для апертуры равной 6 мм оно составляет 0,33.



Рис. 3. Распределение интенсивности света в изображении излучающих элементов пьезоэлектрического преобразователя при апертуре 0,6 мм (*a*) и 6 мм (*б*)

По результатам анализа полученных изображений излучателей, необходимо сделать следующее замечание. На изображении акустических излучателей (рис. 2) видно явное несовпадение размеров квадратного излучателя в продольном и поперечном направлениях. Это свойство изменения пропорции продольных и поперечных размеров в изображении исследуемого объекта связано с геометрией процесса формирования изображения при визуализации акустических полей с помощью гибридного акустооптического процессора и рассмотрено в работе [3].

Таким образом, с увеличением апертуры падающего пучка света отношение ширины элементарного излучателя к периоду расположения элементов преобразователя на изображении приближается к истинному значению 0,35, что позволяет сделать вывод о росте разрешающей силы гибридного акустооптического процессора.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект № 15-07-05956).

Список литературы

1. Гибридный акустооптический фурье-процессор для визуализации пространственно-неоднородных акустических полей / А.А. Колотырин, Д.А. Зимняков, Е.Л. Никишин, Р.А. Здражевский, С.В. Заварин // Письма в ЖТФ. 2011. Т. 37. Вып. 21. С. 9–16.

2. Анализ визуального отображения акустического объекта в гибридном акустооптическом процессоре / А.А. Колотырин, Е.Л. Никишин, М.В. Павлова, А.В. Сучилин // Актуальные проблемы электроники и приборостроения: материалы междунар. науч.-техн. конф. Саратов, СГТУ, 2014. Т. 1. С. 290–294.

3. Никишин Е.Л., Павлова М.В., Сучилин А.В. Теоретическая и экспериментальная оценка коэффициента анаморфирования в гибридном акустооптическом устройстве визуализации акустических полей // Актуальные проблемы электроники и приборостроения: материалы междунар. науч.-тех. конф. Саратов, СГТУ, 2016. Т. 1. С. 427–431.

АНАЛИЗ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ МАТРИЦЫ РАССЕЯНИЯ В ИНТЕРЕСАХ КЛАССИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ РАДИОЛОКАЦИИ

Т. Н. Бодикова, Г. А. Малков, Н. П. Филимонов (научный руководитель)

Красноярский филиал Федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет гражданской авиации» 660135, г. Красноярск, ул. Взлетная, 15

E-mail: KATK08@yandex.ru

В зонах действия первичных средств радиолокации может наблюдаться большое число объектов, в том числе и дискретные пассивные помехи (ДПП). Опыт показывает, что существующие системы селекции движущихся целей малоэффективны в условиях воздействия ДПП. Предлагается для компенсации помеховых сигналов использовать алгоритмы классификации сигналов. В качестве признака классификации предложен анализ элементов поляризационной матрицы рассеяния. Разработано устройство классификации и оценена эффективность его работы.

Важнейшей тенденцией развития современной радиолокации является увеличение объема информации, получаемой о различных воздушных объектах. В зонах действия средств радиолокации может наблюдаться большое число объектов, относящихся к реальным аэродинамическим средствам, искусственно созданным объектам, помехам естественного происхождения. К числу последних следует отнести дискретные пассивные помехи (метеообразования, стаи птиц, флюктуации плотности атмосферы и ее диэлектрических неоднородностай и другие малоизученные объекты).

По своим статистическим характеристикам дискретные пассивные помехи (ДПП) относятся к категории малозаметных, малоскоростных объектов. Основными характеристиками ДПП являются:

1. По своим геометрическим размерам объекты точечные с эффективной поверхностью рассеяния 10^{-2} – 10^{-4} м².

- 2. Сигналы обладают высокой когерентностью.
- 3. Высокий коэффициент межпериодной корреляции (0,9 и выше).
- 4. Спектры амплитудных флюктуаций одномодовые.

Существующие системы селекции движущихся целей малоэффективны при обработке сигналов ДПП. Требуется введение дополнительных систем, позволяющих разделить сигналы реальных целей и ДПП. Такими системами могут быть системы классификации воздушных объектов.

Задача классификации состоит в указании принадлежности объекта, представленного набором векторов, к одному из классов. При двухальтернативной классификации объекты разделяются на два типа: ДПП, другой объект. Такой процесс относится к задачам четкого разделения двух классов, которая реализуется путем построения линейного решающего правила, при котором входной вектор сравнивается с порогом. Превышение порога относит сигнал к объектам одного класса, в противном случае - к другому классу.

Одним из признаков классификации могут являться поляризационные характеристики отраженных сигналов. При облучении воздушных объектов имеет место явление деполяризации, степень которой определяется электрическими свойствами и формой объектов, длиной волны и условиями распространения.

Электрическое поле, создаваемое отраженными от воздушного объекта сигналами, можно записать в следующем виде [1]:

$$E_{\text{orp.}} = \left\| \begin{matrix} E_{\text{orp.}\Gamma} \\ E_{\text{orp.}B} \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} S_{\Gamma\Gamma} & S_{\Gamma B} \\ S_{B\Gamma} & S_{BB} \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} E_{\text{пад.}\Gamma} \\ E_{\text{пад.}B} \end{matrix} \right\|,$$

где $S = \begin{vmatrix} S_{\Gamma\Gamma} & S_{\Gamma B} \\ S_{B\Gamma} & S_{BB} \end{vmatrix}$ – поляризационная матрица рассеяния (Γ – горизонтальная поляризация; B – вертикальная).

Элементы поляризационной матрицы рассеяния содержат амплитудные и фазовые составляющие. Например:

$$S_{\Gamma\Gamma} = \sqrt{\sigma_{\Gamma\Gamma}} \cdot e^{j\varphi_{\Gamma\Gamma}}$$

где $\sqrt{\sigma_{\Gamma\Gamma}}$ – амплитудные элементы; $e^{j\varphi_{\Gamma\Gamma}}$ – фазовые элементы.

Для изотропных пространства и цели справедлива теория взаимности, в силу которой

$$\sigma_{\Gamma B} = \sigma_{B\Gamma}, \ \varphi_{\Gamma B} = \varphi_{B\Gamma}$$
 .

Начальная фаза, например $\varphi_{\Gamma\Gamma}$, не может являться характеристикой воздушного объекта. В этом случае поляризационная матрица рассеяния описывается тремя независимыми амплитудными и двумя независимыми фазовыми элементами. Для полного определения элементов матрицы необходимо как минимум два раза облучить объект волнами различной поляризации. Для случая, когда падающая волна линейно поляризована, измерение элементов поляризационной матрицы рассеяния сводится к измерению двух амплитудных ($\sqrt{\sigma_{\Gamma\Gamma}}$, $\sqrt{\sigma_{\GammaB}}$) и одного фазового ($\varphi_{\Gamma\Gamma} - \varphi_{\GammaB}$) элементов (предполагается, что падающая волна имеет горизонтальную поляризацию).

Сложный характер диаграмм обратного вторичного излучения реальных воздушных объектов обусловливает флюктуации амплитуды импульсов в пачке отраженного сигнала. На рис. 1 изображены пачки отраженных сигналов для объектов, имеющих различное число «блестящих точек» (простой объект и самолет).



Рис. 1. Пачки отраженных сигналов

Дискретные пассивные помехи относятся к классу простых объектов. Для таких объектов отношение амплитуд сигналов с коллинеарной и перекрестной поляризациями является практически постоянной величиной [2]. Для объектов сложной формы это отношение флюктуирует.

При оценке только амплитудных элементов поляризационной матрицы рассеяния (ПМР) устройство классификации (компенсации сигналов ДПП) предлагается выполнить по схеме, изображенной на рис. 2.

Проведем анализ работы устройства, структурная схема которого изображена на рис. 2.



Рис. 2. Устройство классификации по амплитудным элементам ПМР

Допустим, что входной сигнал представляет нормальный случайный процесс, корреляционная функция которого имеет следующий вид:

$$R_c(\tau) = \sigma^2 \cdot e^{-\alpha |\tau|},\tag{1}$$

где σ^2 и α – мощность процесса и параметр, определяющий интервал корреляции.

По известной корреляционной функции с помощью преобразования Винера-Хинчина можно определить энергетический спектр сигнала на входе схемы череспериодной компенсации (ЧПК)

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_c(\tau) \cdot e^{-i\omega\tau} d\tau$$

С учетом соотношения (1) получим следующий результат

$$S(\omega) = \frac{2\sigma^2 \alpha}{\alpha^2 + \sigma^2}.$$
 (2)

Определим мощность сигнала на выходе схемы некогерентного накопления (НН)

$$P_{\text{Bbix}} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\infty} S(\omega) \cdot |K_1(\omega)|^2 \cdot |K_2(\omega)|^2 \, d\omega \,, \tag{3}$$

где $K_1(\omega), K_2(\omega)$ – амплитудно-частотные характеристики схем ЧПК и НН соответственно.

В соответствии с [3]

$$K_1(\omega) = 2 \left| \sin \frac{\omega T n}{2} \right|, \tag{4}$$

$$K_2(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 - 2\beta \cdot \cos \omega T n + \beta^2}}.$$
 (5)

В формулах (4), (5) обозначены:

 β – коэффициент обратной связи в схеме НН (β < 1);

Tn – период повторения сигналов импульсной радиолокационной станции. При подстановке в формулу (3) выражений (2), (4), (5) получим:

$$P_{\rm Bbix} = \frac{2\sigma^2 \alpha}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{(1 - \cos \omega T n) \cdot \alpha \omega}{(\alpha^2 + \omega^2)(1 - 2\beta \cdot \cos \omega T n + \beta^2)} \,. \tag{6}$$

Решая в (6) интеграл по частям, получим

Секция «Устройства обработки сигналов и навигационные системы»

$$P_{\rm Bbix} = \frac{2\sigma^2(1+\beta\cdot\tau)}{(1-\beta^2)(1-\beta\cdot\tau)} + \frac{\sigma^2}{\beta} - \frac{\sigma^2(1+\beta^2)(1+\beta\cdot\tau)}{\beta(1-\beta^2)(1-\beta\cdot\tau)},$$

где $\tau = e^{-\alpha T n}$ – коэффициент межпериодной корреляции входного сигнала.

На рис. 3 изображен график зависимости мощности $P_{\text{вых}}$ от коэффициента межпериодной корреляции τ .



Рис. 3. Зависимость мощности сигнала на выходе некогерентного накопителя от коэффициента корреляции

С увеличением коэффициента межпериодной корреляции мощность сигнала на выходе НН монотонно убывает, стремясь к нулю в случае полной корреляции сигналов на входе устройства классификации сигналов. Действительно, для этого случая отношение амплитуд сигналов на выходе делителя будет величиной постоянной и на выходе схемы ЧПК сигнал отсутствует. С уменьшением коэффициента межпериодной корреляции (воздушный объект усложняется), отношение сигналов на выходе делителя становится величиной флюктуирующей и на выходе схемы ЧПК появляется сигнал.

Пороговая обработка обеспечивает исключение из обработки сигналов с выбранными значениями коэффициента межпериодной корреляции (сигналов ДПП).

Выводы

1. Существующие системы защиты от пассивных помех малоэффективны в условиях воздействия ДПП. Установлено, что для повышения эффективности работы в условиях воздействия сигналов ДПП проводить анализ элементов ПМР.

2. Предложено устройство для оценки амплитудных элементов ПМР и исключения из обработки сигналов ДПП.

3. Оценка эффективность работы устройства проведена путем моделирования на ЭВМ. Установлено, что с увеличением межпериодного коэффициента корреляции сигналов мощность сигнала на входе порогового устройства монотонно убывает, стремясь к нулю в случае полной корреляции сигналов с выхода приемных устройств двух поляризационных каналов. Сигналы ДПП имеют высокий коэффициент межпериодной корреляции (0,95 и выше) и предложенное устройство будет эффективно для их компенсации.

Список литературы

1. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник / Я.Д. Ширман и др. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.

2. Справочник по радиолокации / под. ред. М. Сколника. Т. 1. Основы радиолокации: пер. с англ. М.: Сов. радио, 1978.

3. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации: учеб. для вузов. 2-е изд. М.: Радио и связь, 1983. 536 с.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РАСШИРЕННОГО КВАДРАТИЧНОГО ФУНКЦИОНАЛА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ОРБИТЫ ИСЗ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ИЗМЕРЕНИЙ ОДНОПУНКТНОЙ ПАССИВНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМОЙ

Д. Д. Габриэльян, А. Н. Горбачев

ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» 344038, г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130 E-mail: rniirs@rniirs.ru

Рассматривается расширенный квадратичный функционал, позволяющий получать оценки параметров орбиты ИСЗ по результатам измерений, выполняемых с использованием однопозиционной пассивной РЛС. Проводится сравнительный анализ с исходным квадратичным функционалов. Обсуждаются вопросы совместного использования двух функционалов для получения прямых оценок параметров орбиты ИСЗ.

Введение. Актуальность решения задачи по определению параметров орбиты ИСЗ на основе результатов измерений, выполняемых с использованием однопозиционной пассивной радиолокационной системы (ОПРЛС), в настоящее время не только сохраняется, но и имеет тенденцию к постоянному повышению [1]. Это связано, в первую очередь, с ростом числа ИСЗ в околоземном космическом пространстве. Периодический контроль траекторий ИСЗ в этом случае выполняется, как правило, с использованием одной РЛС. При этом во многих случаях такая РЛС будет являться пассивной, обеспечивающей измерение только угловых координат ИСЗ и частоты излучаемого ИСЗ сигнала. В указанных случаях получение оценок параметров орбиты ИСЗ возможно только с использованием результатов угломерных и частотных измерений, поступающих в дискретные моменты времени с ОПРЛС.

Существуют различные подходы к решению отмеченной задачи, которые в достаточной степени условно могут быть разделены на две группы [2]. К первой группе могут быть отнесены основные методы определения орбит, такие как метод Лагранжа-Гаусса, метод Ольберса, метод Лапласа, являющиеся классическими в эфемеридной астрономии [3-7]. Метод Гаусса предполагает первоначальное определение радиусвекторов положения ИСЗ и моментов времени, соответствующих двум последовательно проведенным угломерным измерениям. При этом данный процесс представляет собой решение дифференциального уравнения второго порядка, описывающее движение объекта в поле центральной силы согласно условиям задачи двух тел. Само решение за счет выбора граничных условий и приближений сводится к построению нелинейного уравнения Лагранжа [6]. К недостаткам данного подхода можно отнести то, что уравнение Лагранжа имеет, как правило, несколько действительных корней, а выбор из полученного набора соответствующего действительной орбите не является очевидным. Кроме того, недостатком данного подхода является возможная расходимость итерационного процесса за счет «овражного» характера поведения уточняемой функции по своим переменным [7].

Вторая группа методов базируется на использовании квадратичных функционалов [8–10]. В наиболее общей форме данный функционал может быть представлен в виде:

В работах [9, 10] применительно к ИСЗ на геостационарных орбитах подробно исследовался функционал вида

$$\Phi_1(\varepsilon, a, \lambda, i) = \sum_{n=1}^N \left[\frac{\left(\hat{\theta}_n - \theta(t_n, q_o)\right)^2 + \left(\hat{\phi}_n - \phi(t_n, q_o)\right)^2}{\hat{\theta}_n^2 + \hat{\phi}_n^2} \right].$$
(1)
В то же время представляет интерес применение функционала (1) и в случае ИСЗ на низких круговых орбитах (НКО) с учетом его расширения путем использования измерений частоты принимаемого сигнала. При этом такой функционал ни в одной из указанных работ не рассматривался.

Целью доклада является исследование расширенного функционалов для определения параметров движения ИСЗ на НКО на основе результатов измеренийс использованием ОПРЛС.

Решаемые задачи:

- формирование расширенного квадратичного функционала для определения параметров движения ИСЗ на НКО;

- исследование свойств (монотонности и сходимости) рассматриваемого расширенного функционала.

Формирование расширенного квадратичного функционала для определения параметров движения ИСЗ на НКО. При использовании ОПРЛС в каждый момент времени t_n проводится измерение угла места $\hat{\theta}_n$ и $\hat{\phi}_n$. Однако во многих случаях также могут проводиться измерения частоты принимаемого от ИСЗ радиосигнала \hat{f}_n . Таким образом, вектор измеряемых параметров характеризуется тремя составляющими: угол места, угол азимута и частота принимаемого сигнала, измеряемые с использованием ОПРЛС. В соответствии с моделью движения для выбранного набора параметров орбиты определяются угол места и азимута в ТСК $\theta(t_n, q_o)$ и $\varphi(t_n, q_o)$ соответственно, а также частота принимаемого сигнала $f(t_n, q_o)$. На основании измеряемых параметров может быть предложен функционал следующего вида

$$\Phi_{2}(\varepsilon, a, \lambda, i) = \sum_{n=1}^{N} \left[\frac{\left(\hat{\theta}_{n} - \theta(t_{n}, q_{o})\right)^{2} + \left(\hat{\phi}_{n} - \phi(t_{n}, q_{o})\right)^{2}}{\hat{\theta}_{n}^{2} + \hat{\phi}_{n}^{2}} + \frac{\left(\hat{f}_{n} - f(t_{n}, q_{o})\right)^{2}}{\hat{f}_{n}^{2}} \right],$$
(2)

Функционал (2) будем называть расширенным по отношению к функционалу вида (1). Искомые оценки параметров орбиты будут определяться, как и в случае функционала (1), из условия минимума функционала (4), что с учетом сложности функциональных зависимостей может быть найдено с использованием итерационного процесса.

Исследование монотонности и сходимости рассматриваемого расширенного функционала. Важнейшими условиями, определяющими возможность использования функционалов (1) и (2) для решения задачи определения параметров орбиты ИСЗ, являются монотонность изменения функционала по каждой переменной в некоторой области, включающей точку минимума и размер этой области по каждой из переменных. Очевидно, что монотонность функционала по соответствующей переменной и совпадение его минимума с истинным значением параметра определяет сходимость итерационного процесса к несмещенной оценке указанной переменной. В свою очередь, размер области монотонного изменения функционала определяет простоту выбора начального значения (начального приближения) соответствующей переменной.

На рис. 1–3 приведены некоторые результаты проведённого исследования при наблюдении единичного трека траектории ИСЗ «AQUA» с параметрами орбиты $\varepsilon_0 = 0,000184$, $a_0 = 731176 \text{ M}$, $\lambda_0 = 300,9394^\circ$, $i_0 = 98,2^\circ$. Координаты ОПРЛС составляют 47,3556°*с.ш*, 39,7880°*в.д.*. Исследовалось поведение функционалов (1) и (2) для различных сочетаний параметров орбиты: эксцентриситета ε , большой полуоси орбиты *a*, угла наклона орбиты *i*, долготы восходящего узла λ . На представленных графиках сплошная кривая соответствует нормированному функционалу Φ_2 , штриховая линия – нормированному функционалу Φ_1 . Нормировка проводится к максимальному значению соответствующего функционала.



Рис. 2. Относительное изменение функционалов: $a - \Phi_1(\varepsilon_0, a_0, \lambda_0, i), \Phi_2(\varepsilon_0, a_0, \lambda_0, i); \delta - \Phi_1(\varepsilon_0, a_0, \lambda_0, i), \Phi_2(\varepsilon_0, a_0, \lambda_0, i)$

Показанные кривые являются наиболее информативными зависимостями функционалов Φ_1 и Φ_2 при различных сочетаниях изменения параметров орбиты. Так кривые на рис. 1, *а* получены как сечение двумерной зависимости функционалов от параметров $\varepsilon - a$, кривые на рис. 1, δ – как сечение двумерной зависимости функционалов от параметров $\varepsilon - \lambda$. Более информативными являются сечения двумерных зависимости стей функционалов по параметрам ε и *i* (рис. 2, *a*), a - i (рис. 2, δ). Как следует из

приведенных графиков, зависимости, полученные с использованием Φ_2 , являются более информативными по сравнению с зависимостями, полученными на основе Φ_1 . Однако в каждом из рассмотренных случаев указанные зависимости выделяют только полуобласть изменения соответствующего параметра. В частности, из графиков на рис. 1, *a* определяется полуобласть $a \le a_0$, из графиков на рис. 1, δ – полуобласть $\lambda \le \lambda_0$. Аналогичный характер имеют зависимости на рис. 2.



Рис. 3. Относительное изменение функционалов: *a* - $\Phi_1(\varepsilon_0, a_0, \lambda, i_0)$, $\Phi_2(\varepsilon_0, a_0, \lambda, i_0)$; *б* - $\Phi_1(\varepsilon_0, a_0, \lambda, i_0)$, $\Phi_2(\varepsilon_0, a_0, \lambda, i_0)$

Наиболее интересными с теоретической и практической точек зрения являются зависимости, показанные на рис. 3. В этом случае функционалы Φ_1 и Φ_2 выделяют каждый свою полуобласть изменения соответствующего параметра, а их совместное применение позволяет получить прямую оценку соответствующего параметра орбиты. В частности, зависимости на рис. 3 определяют долготу восходящего узла орбиты ИСЗ на основе двумерных зависимостей $\lambda - i$ (рис. 3, *a*) и a - i (рис. 3, *б*).

Выводы

1. Использование кроме результатов измерений углового положения ИСЗ также и результатов измерения частоты принимаемого сигнала позволяет расширить квадратичный функционал, с использованием которого проводится оценка параметров орбиты ИСЗ. Данный функционал формируется как квадрат невязки между измеряемыми с использованием ОПРЛС значениями углового положения ИСЗ и частоты принимаемого сигнала и соответствующими значениями, определяемыми для выбранного набора параметров. В качестве оценок параметров орбиты ИСЗ выбирается совокупность значений параметров, при которых функционал достигает минимальное значение.

2. Выполненное с использованием методов математического моделирования исследование предложенного квадратичного функционала показало:

расширенный функционал является монотонно изменяющимися при отклонении предполагаемых параметров орбиты от соответствующих значений параметров орбиты ИСЗ. При этом по каждому из параметров орбиты данный функционал является монотонно неубывающей функцией, что позволяет выделить некоторую полуобласть изменения параметров орбиты и обеспечивает сходимость итерационного процесса поиска минимума функционала;

расширенный квадратичный функционал, основанный на минимизации невязки результатов измерений угловых координат и частоты принимаемого сигнала, имеет улучшенную сходимость по сравнению с квадратичным функционалом, учитывающим только результаты угловых измерений;

совместное использование обоих квадратичных функционалов (исходного – построенного только на обработке результатов измерений угловых координат ИСЗ и расширенного) позволяет получить в ряде случаев прямые оценки параметров орбиты.

Список литературы

1. Система высокоточных траекторных измерений в Ки-диапазоне / В.И. Демченко, А.А. Косогор, Д.Я. Раздоркин, А.А. Саранов, Ю.А. Гвоздяков // Тр. IV Всерос. науч.-техн. конф. «Актуальные проблемы ракетно-космического приборостроения и информационных технологий». 15–17 июня 2011 г. М.: Радиотехника. С. 264–274.

2. Эскобал Педро. Методы определения орбит. Пер. с англ. М.: Мир, 1970. 470 с.

3. Лукьянов Л.Г., Ширмин Г.И. Лекции по небесной механике: учеб. пособие для высших учебных заведений. Алматы: «Эверо», 2009. 277 с.

4. Субботин М.Ф. Введение в теоретическую астрономию. М. Наука, 1968. 800 с.

5. Дубошин Г.Н. Небесная механика. Основные задачи и методы: учебник для студ. университетов, обучающихся по спец. «Астрономия». Изд. 3-е, доп. М.: Наука, 1975. 800 с.

6. Самотохин А.С., Хуторовский З.Н. Метод первоначального определения параметров околоземных орбит по трем угловым измерениям // Препринты ИПМ им. М.В. Келдыша. 2014. № 44. 31 с. URL: http://library.keldysh.ru/preprint.asp?id=2014-44

7. Цыремпилова Н.С., Авдюшев В.А., Баньщикова М.А. Итерационные методы определения орбит в обратных задачах спутниковой динамики // Известия высших учебных заведений. Физика 2011. № 6/2.

8. Пат. 2313104 Российская Федерация, G01S3/42. Способ определения параметров орбиты геостационарного спутника / Ю.М. Урличич, Ю.Н. Балуевский, В.П. Ганженко и др.; заявитель и патентообладатель ЗАО «НПО Космического приборостроения»; заявл. 24.03.2005 г., опубл. 20.12.2007.

9. Габриэльян Д.Д., Горбачев А.Н., Демченко В.И. Определение параметров орбиты геостационарных и геосинхронных ИСЗ в однопозиционных пассивных РЛС // Радиотехника. 2014. № 8. С. 16–23.

10. Габриэльян Д.Д., Горбачев А.Н., Демченко В.И. Использование квадратичных функционалов для определения параметров орбиты космического аппарата в пассивной радиолокационной системе // Материалы докладов Х Всерос. науч.-техн. конф. «Радиолокация и радиосвязь». 21–23 ноября 2016 г., г. Москва. Изд.: JRE – ИРЭ им В.А. Котельникова РАН, 2016.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ АНИЗОТРОПИИ ГИББСОВСКОГО СЛУЧАЙНОГО ПОЛЯ НА ЕГО КРИТИЧЕСКИЙ ПАРАМЕТР

И. А. Денисенко, А. Ю. Зайцева, В. Н. Васюков (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет 630073, г. Новосибирск, пр-т К.Маркса, 20 E-mail: denisenkoia95@gmail.com, ayuzaitseva@yandex.ru

Исследуется влияние анизотропии бинарной гиббсовской модели на её критический параметр. Рассматривается модель Изинга, в которую введен показатель анизотропии. Критический параметр модели определяется путем моделирования случайного поля и фиксации фазового перехода. Приводится полученная экспериментально зависимость критического параметра от показателя анизотропии.

Введение

Гиббсовские случайные поля (ГСП), известные в статистической физике, широко применяются в цифровой обработке изображений для описания стохастических текстур[1, 2]. Для того, чтобы задать распределение Гиббса, на множестве точек, обычно образующем прямоугольную решетку, определяется система клик [1]. Кликой называется совокупность точек решетки, считающихся попарно соседними. Соседство означает наличие статистической связи между значениями случайного поля в точках клики, при этом геометрическое соседство не обязательно. Совокупность клик, содержащих данную точку, за вычетом самой этой точки, называется окрестностью. Все клики образуют систему $C=\{c\}$ клик, причем каждой клике $c \in C$ в общем случае ставится в соответствие потенциал $V_c(\cdot)$ – функция, зависящая от значений, принимаемых реализацией *х* поля *X* в точках клики*c*. Распределение Гиббса задается выражением:

$$P(X = x) = Z^{-1} \exp\{-U(x)\} = Z^{-1} \exp(-\sum_{c \in C} V_c(x)),$$

где *Z* – нормирующая величина, *U*(*x*) – энергетическая функция.

Простейшей моделью поля с распределением Гиббса является изотропная модель Изинга с парными соседними кликами, разработанная для описания явления ферромагнетизма [3]. Модель описывает бинарное двумерное случайное поле X, принимающее значения из множества { ξ_1 =1, ξ_2 = -1}, на котором заданы два типа клик. Клики образованы парами точек, являющимися геометрически соседними по горизонтали или по вертикали. Потенциал клики равен – β , если значения поля в точках клики совпадают, и β в противном случае. Таким образом, в модели Изинга распределение Гиббса определяется одним параметром β . Величина, обратная β , называется температурой. Распределение поля X имеет вид:

$$P(X = x) = Z^{-1} \exp(\beta \sum_{c \in C} x_c^{(1)} x_c^{(2)}),$$

где $x_c^{(1)}$, $x_c^{(2)}$ – значения реализации поля в точках парной клики, Z^{-1} – нормирующая константа.

Критический параметр модели Изинга

Процесс моделирования ГСП носит итерационный характер и осуществляется на основе процедуры стохастической релаксации, реализованной в алгоритмах Гиббса (Gibbs sampler) и Метрополиса–Хастингса [4]. В настоящей работе используется алгоритм Метрополиса–Хастингса.

Начальная конфигурация поля генерируется как совокупность независимых значений. На каждом шаге итерации все точки поля, последовательность обхода которых

задается псевдослучайным образом, обрабатываются и изменяют свои значения в соответствие с правилом, обеспечивающим стабилизацию энергии поля по прошествии некоторого количества итераций [4]. Можно считать, что начиная с некоторого момента процедура моделирования служит генератором реализаций случайного поля, описываемого заданным распределением Гиббса (рис. 1). Однако при значениях β больше некоторого критического ($\beta \ge \beta_{\text{кр}}$) реализации стремятся к состоянию, при котором все его точки принимают равные значения (рис. 2). Это явление возникает при критической температуре $T_{\kappa p} = \frac{1}{\beta_{\kappa p}} = \frac{1}{0.44} = 2.2692$ и в статистической физике называется фазовым переходом [5]. Однако в литературе, посвящённой применению гиббсовских моделей для обработки изображений, это явление практически не учитывается (см. напр. [6]). Между тем наличие или отсутствие фазового перехода может оказать решающее влияние на результат моделирования текстурных изображений.



Рис. 1. Примеры реализаций поля, описываемого изотропной моделью Изинга, размером 128×128 при β = 0,.43: *a* – на 1000-й итерации; *б* – на 10000-й итерации; *в* – на 10000-й итерации

Статистические эксперименты, проводимые путем моделирования, подтверждают качественное изменение характера реализаций при $\beta = 0,44$ (ср. рис. 1 и 2). Таким образом, процедуру моделирования поля на основе модели Изинга можно использовать лишь при условии $\beta \in (0, \beta_{kp})$.



Рис.2. Примеры реализаций поля, описываемого изотропной моделью Изинга, размером 128×128 при β = 0,45: *a* – на 1000-й итерации; *б* – на 10000-й итерации; *в* – на 10000-й итерации

Более общей моделью гиббсовского поля является анизотропная модель Изинга с парными соседними кликами. Для введения анизотропии примем потенциал вертикальных и горизонтальных клик равным соответственно $\beta(1 + \lambda)$ и $\beta(1 - \lambda)$, где λ – параметр анизотропии. В качестве задачи исследования выступает изучение свойств моделируемых полей, описываемых анизотропной моделью, и влияние параметра анизотропии λ на критический параметр β_{kp} .

Результаты экспериментов

В ходе эксперимента моделировалось бинарное поле размером 128х128, описываемое анизотропной моделью Изинга. При фиксированном значении параметра анизотропии λ путем многократного моделирования реализаций поля при различных значениях β находилось его критическое значение $\beta_{\rm kp}$. Наблюдая изменение характера реализаций поля в процессе моделирования удалось проследить зависимость критического параметра $\beta_{\rm kp}$ от параметра анизотропии λ (таблица). Из результатов эксперимента видно, что критический параметр $\beta_{\rm kp}$ растёт с увеличением параметра анизотропии λ . При $\lambda = 1$ фазовый переход не наблюдается, что, по-видимому, объясняется тем, что двумерная модель Изинга вырождается в одномерную (изображение распадается на совокупность независимых столбцов). Это согласуется с известным в статистической физике фактом, состоящим в том, что в одномерной модели Изинга фазовый переход отсутствует.

Таблица

Зависимость критического	параметра	βкр от	параметра	анизотропии
1	1 1 1		1 1	1

Параметр анизотропии, \lambda	Критический параметр, _{вкр}
0	0,44
0,1	0,44
0,2	0,45
0,3	0,45
0,4	0,47
0,5	0,5
0,6	0,6
0,7	0,6
0,8	0,7
0,9	0,8
1	_

На рис. 3 и на рис. 4 представлены реализации поля, описываемого анизотропной моделью Изинга, для $\beta < \beta_{\text{кр}}$ и $\beta > \beta_{\text{кр}}$ соответственно. Наглядно видно, что характер поля в случае изотропной модели (рис. 1) отличается от поля, описываемого анизотропной моделью (рис. 3).



Рис. 3. Примеры реализаций поля, описываемого анизотропной моделью Изинга, размером 128×128 в отсутствие фазового перехода при: $\lambda = 0,8$ и $\beta = 0,6$: *a* - на 1000-й итерации; δ – на 10000-й итерации; *в* – на 10000-й итерации



Рис. 4. Примеры реализаций поля, описываемого анизотропной моделью Изинга, размером 128×128 при $\lambda = 0.8$ и $\beta = 0.8$: *a* – на 1000-й итерации; *б* – на 10000-й итерации; *в* – на 10000-й итерации

Выводы и заключение

В данной работе исследовано изменение критического параметра β_{кр} модели Изинга в зависимости от степени анизотропии.

На основе экспериментальных результатов можно сделать вывод о том, что при усилении анизотропии модели Изинга диапазон допустимых при моделировании значений параметра β монотонно расширяется, фазовый переход наступает при всё большем критическом параметре $\beta_{\text{кр}}$, а при предельном значении $\lambda = 1$ отсутствует.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, проект № 16-37-00151.

Список литературы

1. Gimel'farb G. Image Textures and Gibbs Random Fields. Kluwer Academic Publishers. 1999. 250 p.

2. Васюков В.Н. Оценивание параметров конечнозначных гиббсовских полей с использованием достаточных статистик // Автометрия. 2001. № 4. С. 110–118.

3. Derin H., Kelly P.A. Discrete-Index Markov-Type Random Processes // Proc. IEEE. 1989. Vol. 77. № 10. P. 1485–1510.

4. Geman S., Geman D. Stochastic Relaxation, Gibbs Distributions, and the Bayesian Restoration of Images // IEEE Trans. PAMI-6. 1984. № 6. P. 721–741.

5. Onsager L. Crystal Statistic I. A Two-Dimensional Model with an Order-Disorder Transition // Physical Review. 1944. V. 65. No. 3–4. P. 117–149.

6. Винклер Г. Анализ изображений, случайные поля и динамические методы Монте-Карло. Новосибирск: Изд-во СО РАН, филиал «Гео», 2002. 343 с.

ПРИМЕНЕНИЕ КОНЕЧНОЗНАЧНЫХ ГИББСОВСКИХ МОДЕЛЕЙ ДЛЯ СЕГМЕНТАЦИИ ТЕКСТУРНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

А. Ю. Зайцева, В. Н. Васюков (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет 630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20 E-mail: ayuzaitseva@yandex.ru, vasyukov@corp.nstu.ru

Исследуется влияние увеличения количества уровней квантования конечнозначных гиббсовских случайных полей, применяемых для описания текстурных свойств изображений, на эффективность сегментации текстурных изображений, осуществляемой на основе использования иерархической модели. Разработаны варианты иерархической конечнозначной модели и алгоритмы сегментации на их основе, работоспособность и эффективность которых демонстрируется результатами сегментации реальных текстурных изображений.

Введение

В цифровой обработке изображений дискретные марковские случайные поля (МСП) широко применяются для описания стохастических текстур при решении задачи сегментации текстурных изображений [1]. Теорема Хэммерсли–Клиффорда устанавливает, что любое дискретное МСП описывается распределением Гиббса, и наоборот, поле, описываемое распределением Гиббса, является марковским [2]. Текстура служит характеристикой окрестности точки и отражает регулярность изменений яркости. Преимуществом подхода является возможность генерирования и анализа текстур на основе их локальных характеристик (условных вероятностей). Алгоритмы генерирования и обработки гиббсовских случайных полей строятся на основе итерационных методов стохастической релаксации (динамических методов Монте-Карло) [3, 4].

Для решения задачи текстурной сегментации строится иерархическая модель. Модель включает в себя два типа уровней, каждый из которых описывается распределением Гиббса: ненаблюдаемый (или скрытый) уровень иерархической модели называется текстурной картой и служит индикатором границ между однородными текстурными областями. В качестве наблюдаемого уровня используется текстурное изображение с несколькими типами текстур, подлежащее сегментации. Процедура стохастической релаксации, использующая локальные характеристики апостериорного распределения текстурной карты, имеющего вид гиббсовского распределения, служит генератором реализаций скрытого поля, которые при определенных условиях [4] сходятся к истинной карте текстур, что и дает решение задачи сегментации [1], оптимальное по критерию максимума апостериорной вероятности (MAB).

1. Постановка задачи

В ходе практической реализации данного подхода к текстурной сегментации возникает ряд проблем. Первая состоит в том, что параметры текстур, используемые процедурой стохастической релаксации, должны быть известны заранее; для этого на этапе предварительной сегментации находятся их оценки. Таким образом, перед нами стоит задача исследования эффективности оценивания параметров в соответствии с задаваемой моделью. В данной работе для оценивания параметров гиббсовских моделей используется метод на основе применения достаточных статистик, предложенный в [5].

Другая проблема связана с тем, что гиббсовское описание полутоновых цифровых изображений с 256 градациями яркости в общем случае является чрезвычайно громоздким; итерационный характер процедур обработки обуславливает в свою очередь увеличение времени вычислений. В работах [6, 7] было предложено заменить полутоновое изображение его бинарным контурным препаратом, полученным при помощи известных операторов выделения границ, с целью сокращения вычислительных затрат. Такая замена целесообразна по той причине, что контурные линии возникают на месте перепадов яркости; таким образом, можно сказать, что контурный рисунок передает пространственную организацию изменений яркости исходного изображения, то есть его текстурные свойства. Недостатком данного метода является частичная потеря текстурной информации, содержащейся в полутоновом изображении, при переходе к бинарному виду. Для повышения эффективности сегментации предлагается препаратов с большим количеством уровней (3, 4, 8, 16), обеспечивающих более полное использование информации.

В [7] демонстрируется эффективность применения четырехуровневой иерархической модели, наблюдаемые уровни которой представлены бинаризованными детализирующими коэффициентами вейвлет-разложения исходного полутонового изображения относительно базиса Хаара, для решения задачи текстурной сегментации. Мы предлагаем применение вейвлет-разложения на этапе предварительной обработки текстурного изображения и использование так называемого вейвлет-препарата в квантованном на 2 и 3 уровня виде в качестве наблюдаемого уровня двухуровневой иерархической модели. Исследование направлено на анализ влияния увеличения значности гиббсовской модели (увеличения количества уровней квантования препарата текстуры) на эффективность сегментации.

2. Иерархическая конечнозначная гиббсовская модель для сегментации текстурных изображений

При построении иерархической гиббсовской модели текстурного изображения сначала задается гиббсовское распределения ненаблюдаемого уровня (текстурной карты, задающей разбиение изображения на непересекающиеся однородные области), далее для каждой области определяется распределение Гиббса, описывающее случайное поле в пределах области. Текстурное изображение является совокупностью областей с различными текстурными свойствами. Таким образом, иерархическая модель представляет собой совместное распределение ненаблюдаемого и наблюдаемого полей, а сегментация – процедуру восстановление текстурной карты по наблюдаемому текстурному изображению.

Для задания гиббсовского распределения на прямоугольной решетке определяется система клик [1]. Кликой называется совокупность точек решетки, считающихся попарно соседними. Соседство означает наличие статистической связи между значениями случайного поля в точках клики, при этом точки не обязательно должны быть геометрически соседними. Окрестностью точки называется совокупность клик, содержащих точку, за вычетом самой точки. Все клики образуют систему $C = \{c\}$, клик, причем каждой клике $c \in C$ в общем случае ставится в соответствие потенциал V_c (•) – функция, зависящая от значений, принимаемых реализацией x поля X в точках клики c. Распределение Гиббса задается выражением:

$$P(X = x) = Z^{-1} \exp\{-U(x)\} = Z^{-1} \exp\{-\sum_{c \in C} V_c(x)\},\$$

где Z – нормирующая величина, U(x) называется энергетической функцией.

При формировании гиббсовского описания текстурной карты решётке $L_M = \{(i, j): 0 \le i \le N_1, 0 \le j \le N_2\}$ размерами $N_1 \times N_2$ сопоставлено поле M, представляющее собой совокупность случайных величин $\{M_s\}, s \in L_M$, принимающих значения из конечного множества $\{\mu_1, \mu_2, ..., \mu_K\}$, где K – количество различных текстур. Реализации карты и её значения в точке s обозначены соответственно m и m_s . Карта описывается однородной моделью [1]: предполагается, что множество C_M всех клик разбито на

непересекающиеся подмножества (семейства), каждое из которых образовано всевозможными сдвигами единственной клики в пределах решётки. При этом всем кликам одного семейства приписывается один и тот же потенциал V_c^M (•).

Для простоты рассматривается случай изображения с двумя типами текстур, когда карта представляет собой поле, принимающее значения из множества {-1, +1}. Все клики образованы парами точек, геометрически соседними по вертикали или по горизонтали. Потенциалы клик назначаются в соответствии со схемой:

$$\alpha_1^1 \leftrightarrow \begin{pmatrix} -1 \\ -1 \end{pmatrix}, \alpha_2^1 \leftrightarrow \begin{pmatrix} -1 \\ 1 \end{pmatrix}, \alpha_3^1 \leftrightarrow \begin{pmatrix} 1 \\ -1 \end{pmatrix}, \alpha_4^1 \leftrightarrow \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}, \alpha_4^1 \leftrightarrow \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}, \alpha_1^2 \leftrightarrow (-1 - 1), \alpha_2^2 \leftrightarrow (-1 - 1), \alpha_3^2 \leftrightarrow (1 - 1), \alpha_4^2 \leftrightarrow (1 - 1)$$

Тогда окрестность произвольной внутренней точки *s* содержит четыре точки (окрестность первого порядка), при этом возможны 2⁴ = 16 конфигураций (реализаций) бинарного поля на окрестности.

Вероятность реализации *т* карты *М* определяется выражением [7]:

$$P_M(M = m) = Z_M^{-1} \exp\{-\sum_{c \in C_M} V_c^M(m)\}.$$
 (1)

Наблюдаемое текстурное изображение представляется гиббсовским случайным полем T на решётке $L_T = \{(i, j): 0 \le i \le N_1, 0 \le j \le N_2\}$. Поле T описывается неоднородной моделью, поскольку характеристики текстуры в окрестности точки $s_T \in L_T$ определяются значением карты в соответствующей точке $s_M \in L_M$. Модель текстурного изображения задается условным распределением [7]:

$$P_{T/M}(T = t/M = m) = Z_{T/M}^{-1} \exp\{-\sum_{c \in C_T} V_c^T(t/m)\}.$$

Гиббсовское описание трехзначного препарата текстуры, применяемого в качестве наблюдаемого уровня иерархической модели, также строится на основе парных вертикальных и горизонтальных клик. Потенциалы клик обозначаются в соответствии со схемой: $\alpha_1^1 \leftrightarrow \binom{-1}{-1}, \alpha_2^1 \leftrightarrow \binom{-1}{1}, \alpha_3^1 \leftrightarrow \binom{-1}{0}, \alpha_4^1 \leftrightarrow \binom{0}{-1}$ и т. д. При этом существует $3^4 = 81$ конфигурация трехзначного поля на окрестности.

Задача сегментации может быть сформулирована, как задача нахождения реализации карты, доставляющей максимум апостериорной вероятности, что эквивалентно максимизации совместного распределения:

$$P_{TM}(T = t, M = m) = Z_M^{-1} Z_{T/M}^{-1} \times \exp\{-\sum_{c \in C_M} V_c^M(m) - \sum_{c \in C_T} V_c^T(t/m)\},$$
(2)

поскольку текстура при этом фиксирована [8].

Точное решение данной задачи представляет собой очень сложную проблему. Для приближённого решения применяют процедуру стохастической релаксации, которая служит генератором реализаций текстурной карты [1, 4]. При этом в выражение (2) (в первое слагаемое в показателе экспоненты в качестве множителя) водится управляющий параметр T(it), называемый температурой и зависящий от номера *it* итерации, что приводит при соответствующем выборе зависимости T(it) к заострению мод последовательности распределений и приближению реализаций к состоянию с максимальной вероятностью (минимальной энергией). В качестве приближенного решения можно выбрать любую реализацию поля по прошествии достаточно большого числа итераций. Данная процедура в литературе получила название моделируемого отжига. Теоретически оптимальный график понижения температуры (график охлаждения) T(it) обеспечивает нахождение решения лишь при $it \to \infty$ [4], поэтому актуальна задача поиск гра-

фика охлаждения, обеспечивающего достаточно высокое качество сегментации при приемлемом количестве итераций.

3. Экспериментальные результаты

Результаты исследования демонстрируют возможность применения бинарного и трехзначного вейвлет-препаратов, представляющих собой квантованные детализирующие коэффициенты, полученные в горизонтальном направлении разложения на первом уровне вейвлет-разложения относительно базиса Хаара полутонового текстурного изображения размером 256×512 пикселов, представленного на рис. 1, в виде наблюдаемого уровня двухуровневой иерархической конечнозначной гиббсовской модели.



Рис. 1. Полутоновое реальное текстурное изображение, подлежащее сегментации

Экспериментальные результаты демонстрируют возможность повышения эффективности сегментации при увеличении количества уровней квантования с двух (рис. 2) до трех (рис. 3). При сегментации с использованием бинарного вейвлет-препарата (рис. 2) применяется график охлаждения вида $T(it) = \frac{C_1}{\log (1+it^{0.9})}$, где $C_1 = 0.5$.



Рис. 2. Сегментация реального изображения: *a* – истинная карта текстур; *б* – бинарный вейвлет-препарат – наблюдаемый уровень двухуровневой иерархической конечнозначной модели; *в* – результат сегментации; *г* – ошибка сегментации (показана белым цветом)

Область ошибочной сегментации (рис. 2, *г*) на границе между текстурными областями составляет 1.86 % относительно размера наблюдаемого поля 128×256 пикселов. Сегментация на основе трехзначного вейвлет-препарата (рис. 3) осуществляется с применением графика охлаждения вида $T(it) = \frac{C_2}{\log (1+it^{0.9})}$, где $C_2 = 0.8$. Константы C_1 и C_2 подобраны эмпирически. Ошибка сегментации составляет 1.46 % относительного полного размера наблюдаемого уровня.



Рис. 3. Сегментация реального изображения: *a* – истинная карта текстур; *б* – трехзначный вейвлетпрепарат в качестве наблюдаемого уровня двухуровневой иерархической конечнозначной гиббсовской модели; *в* – результат сегментации; *г* – сопоставление восстановленной и истинной текстурной карты (ошибка сегментации показана серым цветом)

Заключение

В работе исследована возможность повышения эффективности текстурной сегментации путем увеличения количества уровней квантования конечнозначной гиббсовской модели, применяемой для описания текстурных свойств изображений. Показано, что использование трехзначного вейвлет-препарата привело к повышению эффективности сегментации по сравнению с бинарным вейвлет-препаратом. Дальнейшие исследования будут направлены на выяснение целесообразности увеличения количества уровней квантования гиббсовских моделей до 4, 8 и т. д., анализ эффективности оценивания параметров соответствующих моделей с целью обеспечения высокой эффективности сегментации текстурных изображений.

Список литературы

1. Gimel'farb G. Image Textures and Gibbs Random Fields. Dordrecht. The Netherlands, Kluwer Academic Publishers, 1999. 250 p.

2. Derin H., Elliott H. Modelling and Segmentation of Noisy and Textured Images using Gibbs Random Fields // IEEE Trans. Vol. PAMI-9. 1987. № 1. P. 39–55.

3. Winkler G. Image Analysis, Random Fields and Dynamic Monte Carlo Methods. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 1995. 324 p.

4. Geman S., Geman D. Stochastic Relaxation, Gibbs Distributions, and the Bayesian Restoration of Images // IEEE Trans., PAMI-6. 1984. № 6. P. 721–741.

5. Васюков В.Н. Оценивание параметров конечнозначных гиббсовских полей с использованием достаточных статистик // Автометрия. 2001. № 4. С. 110–118.

6. Vasyukov V.N. Image Processing Algorithms Based on Finite-State Gibbs Models // The 1st International Forum on Strategic Technology, Ulsan, 2006. P. 287–288.

7. Васюков В.Н., Зайцева А.Ю. Иерархическая конечнозначная гиббсовская модель для сегментации текстурных изображений // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. 2016. № 3 (32). С. 43–53.

8. Васюков В.Н., Голещихин Д.В. Восстановление и сегментация изображений, описываемых гиббсовскими моделями // Науч. вестник НГТУ, 2001. № 2 (11). С. 9–22.

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ ДОСТУПА И МОНИТОРИНГА МИКРОКЛИМАТА ДЛЯ ПОМЕЩЕНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ ЛАБОРАТОРИИ

В. И. Зуевский, М. Е. Забродин, Д. С. Влажин, М. С. Живица, А. А. Абдулхаков (научный руководитель), М. М. Валиханов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: vzuevskiy@gmail.com

Представлена разработка системы мониторинга параметров микроклимата и управления контролем доступа в помещение. Разработанная система состоит из трех блоков: устройство мониторинга микроклимата, устройство контроля доступа, ЭВМ под управлением ОС GNU Debian, с программным обеспечением для управления устройствами и базой данных PostgreSQL.

При проведении радиотехнических экспериментов не редко требуется производить мониторинг параметров микроклимата, а также ограничение доступа в помещении лаборатории лицам, не участвующим в проведении эксперимента. Данные требования обусловлены влиянием параметров микроклимата на работу лабораторного оборудования, а также возможностью случайного вмешательства в работу установок посторонними лицами. Предлагаемая система совмещает в себе функции контроля доступа и мониторинга параметров микроклимата.

К разрабатываемой системе были предъявлены следующие требования:

1) система должна иметь модульную структуру, в составе:

- устройство контроля доступа (далее – УКД);

- устройство мониторинга параметров микроклимата (далее – УММ);

- сервер базы данных.

2) при разработке модулей УКД и УММ использовать Arduino Uno R3;

3) блокирование доступа должно осуществляться с помощью электромагнитного дверного замка;

4) в качестве ключей, открывающих электромагнитный замок должны использоваться RFID метки;

5) обязательно резервирование ключей из базы данных в энергонезависимой памяти EEPROM микроконтроллера на случай потери связи с сервером;

6) модуль УММ должен производить измерения влажности и температуры;

7) для измерения температуры необходимо использовать четыре цифровых датчика, для измерения влажности один цифровой датчик;

8) длина линии, на которой датчики температуры смогут уверенно работать, должна быть не менее 20 м;

9) измерение показателей микроклимата производить один раз в пять минут;

10) модули УКД и УММ необходимо заключить в корпус, который обезопасит их от падения с высоты не менее двух метров; каждый датчик температуры должен быть заключен в отдельный корпус для защиты от легких ударов;

11) ввести в эксплуатацию сервер базы данных. Допускается использовать любую операционную систему совместимую с базой данных PostgreSQL;

12) модули УКД и УММ должны иметь возможность подключения к локальной сети для дальнейшей передачи произведенных измерений на сервер базы данных, параметры локальной сети необходимо получать от DHCP сервера;

13) определение IP адрес сервера базы данных, УКД и УММ должно происходить автоматически без участия пользователя;

14) данные внутри локальной сети передавать в незашифрованном виде.

Первым этапом в разработке системы было проектирование модулей УММ и УКД.

Для реализации связи микроконтроллера модуля УММ с датчиками температуры необходимо использовать интерфейс 1-Wire [1]. Данный интерфейс обладает следующими достоинствами:

1) для работы интерфейса необходимо всего два провода для данных, заземления. Интегральные схемы, поддерживающие работу с данным интерфейсом, включают в себя конденсатор для питания от линии данных (паразитное питание);

2) позволяет передавать данные на большие расстояния (минимум на 2 порядка больше, чем заявленная в техническом задании) при использовании кабеля типа «витая пара».

В соответствии с выбранным интерфейсом были найдены подходящие датчики:

1) DS18b20 – цифровой датчик температуры;

2) DHT22 – цифровой датчик температуры и влажности.

Для реализации модуля УКД необходимо использовать электромагнитный замок, кнопку для без ключевого открытия двери изнутри помещения лаборатории, считыватель RFID меток для открытия двери извне помещения лаборатории.

Обмен информацией модулей УММ и УКД с сервером, будет происходить через локальную сеть. Для подключения каждого модуля к локальной сети будем использовать плату расширения Ethernet Shield W5100 [2].

Для передачи показаний датчиков модуля УММ будем использовать клиентсерверную архитектуру. В связи с тем, что невозможно произведенные замеры напрямую записать в базу данных, была разработана программа, приема и записи измеренных данных в базу данных.

Данные от модуля УММ к серверу будут отправляться строкой вида «МЕТЕО, N..., T..., H..., S..., T..., S..., T..., S..., T...», где МЕТЕО – идентификатор типа устройства, N – номер устройства, T – температура, H – влажность, S – серийный номер датчика (датчик влажности не имеет серийного номера, его показания отправляются сразу же после номера устройства).

Для взаимодействия модуля УКД с сервером базы данных был разработан протокол взаимодействия. При считывании ключа на сервер отправляется строка вида «GATE,INSIDE,KEY», где KEY – номер ключа. В ответ на данную строку, сервер отвечает строкой вида: «GATE,INSIDE,STATUS», где STATUS – принимает значение ALLOW, в случае, если данному ключу предоставлен доступ в помещение и DENY, в противном случае (все попытки входа в помещение вносятся в базу данных).

Раз в минуту устройство отправляет строку вида «GATE,UPD», в ответ на которую сервер последовательно отправляет ключи из базы данных для проверки актуальности ключей, хранящихся в EEPROM памяти микроконтроллера. В памяти EEPROM микроконтроллера возможно хранить не более 64 ключей.

При зажатой кнопке открытия электромагнитного замка изнутри помещения и поднесении RFID метки устройство отправляет строку вида «GATE,NEW,KEY», где KEY – номер ключа. В случае если поднесенная метка неизвестна, происходит запись ключа в базу данных, с присвоением уровень доступа «DENY». Для присвоения ключу уровня доступа «ALLOW» требуется вмешательство оператора системы.

Вторым этапом в разработке системы было развертывание сервера базы данных и разработка программного обеспечения. В качестве операционной системы была выбрана GNU Debian, в качестве базы данных выступила СУБД PostgreSQL. Программное

обеспечение для взаимодействия с модулями УММ и УКД было написано на языке C++ с использованием сокетов Беркли и Qt Framework [3, 4].

На рис. 1 представлена структурная схема проектируемой системы, после проведения первых двух этапов проектирования.



Рис. 1. Структурная схема проектируемой системы

В соответствии с техническим заданием, разрабатываемая система будет состоять из трех блоков:

- 1) устройство мониторинга показателей микроклимата;
- 2) устройства контроля доступа;

3) ЭВМ с установленным специальным программным обеспечением для взаимодействия с модулями, перечисленными ранее и системой управления базами данных.

Третий этап разработки заключался в сборке модулей УММ и УКД проектируемой системы и написании ПО для микроконтроллеров данных блоков.

На рис. 2 представлен контроллер УММ расположенный в пластиковом корпусе, который будет обеспечивать защиту платы от внешних физических воздействий. Также в этом корпусе расположились 2 светодиода для индикации состояния устройства и датчик влажности.



Рис. 2. Контроллер УММ

Для монтажа остальных датчиков были изготовлены печатные платы с помощью лазерно-утюжной технологии (рис. 3). После монтажа датчиков и разъемов платы приняли вид, показанный на рис. 4.



Рис. 3. Печатные платы для датчиков



Рис. 4. Печатная плата с датчиком и разъемами

На рис. 5 представлен контроллер УКД расположенный в пластиковом корпусе, который будет обеспечивать защиту платы от внешних физических воздействий. Также в этом корпусе расположено электромагнитное реле для коммутации цепи питания электромагнитного замка.



Рис. 5. Контроллер УКД

По окончании сборки было разработано программное обеспечение для микроконтроллеров УКД и УММ на языке С [5].

По окончании разработки система была введена в эксплуатацию в испытательном режиме. Схема расположения датчиков УММ в помещении показана на рис. 6. На рис. 7 показана динамика изменения температуры за двое суток.



Рис. 6. Расположение датчиков УММ в помещении



Рис. 7. Динамика изменения температуры

Данная работа проведена в рамках летней учебной практики. В течение двух месяцев система работала под наблюдением, для выявления недоработок и их устранения.

Список литературы

1. Лапин А.А. Интерфейсы. Выбор и реализация. М.: Техносфера, 2005.

2015.

- 2. Иго Т. Arduino. Датчики и сети для связи устройств: пер. с англ. 2-е изд. СПб.: БХВ-Петербург,
- 3. Кляйн К., Кляйн Д., Хант Б. SQL. Справочник. 3-е изд. Пер. с англ. СПб.: Символ-Плюс, 2010.
- 4. Шлее М. Qt 5.3. Профессиональное программирование на C++. СПб.: БХВ-Петербург, 2015.
- 5. Керниган Б., Ритчи Д., Язык программирования С. СПб.: Вильямс, 2016.

ОЦЕНИВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ГИББСОВСКИХ МОДЕЛЕЙ КОНЕЧНОЗНАЧНЫХ МАРКОВСКИХ ПОЛЕЙ

П. А. Полевода, В. Н. Васюков (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет 630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20 E-mail: pavel_polevoda@mail.ru, vasyukov@corp.nstu.ru

Рассматривается задача оценивания параметров гиббсовских моделей конечнозначных марковских полей. Разработан алгоритм вычисления размерности реального пространства потенциалов при количестве допустимых значений поля. Работоспособность алгоритма подтверждается примерами практического применения на реальных текстурных изображениях.

Гиббсовские случайные поля

В обработке и анализе изображений широко используется статистический подход [1, 2]. Применение статистических моделей приводит к проблеме их идентификации – оценивания параметров модели по наблюдаемому изображению. В частности, известен подход, основанный на представлении изображений реализациями случайных полей, описываемых распределением Гиббса. Согласно теореме Хэммерсли–Клиффорда [3], случайные поля, описываемые распределением Гиббса являются марковскими и наоборот. Одним из достоинств распределения Гиббса является то, что оно может описывать дискретные поля произвольной размерности. К недостаткам относится необходимость использования для их моделирования итерационных процедур.

В данной работе поле представляется в виде совокупности дискретных случайных величин, отнесенных к точкам некоторой решетки (растра). Для определенности рассматривается двумерная прямоугольная решетка $L = \{(i, j) : i = \overline{1, N_1}; j = \overline{1, N_2}\}$ размерами $N_1 \times N_2$.

При построении гиббсовской модели на множестве L необходимо задать отношение соседства, причем соседними могут быть объявлены произвольные точки решётки. Множество $c \subseteq L$ точек, которые все являются попарно соседними, называется кликой. Множество всех клик, определяемых некоторым отношением соседства (системой клик), обозначается \mathbb{C} . При этом каждой клике c ставится в соответствие потенциал – функция $V_c(\cdot)$, зависящая от значений поля X в точках данной клики. Распределение Гиббса поля X полностью определяется множеством \mathbb{C} и совокупностью потенциалов $V_c(X)$ и задается выражением

$$P(X=x) = Z^{-1} \exp\left\{-\sum_{c \in \mathbb{C}} V_c(x)\right\},\tag{1}$$

где Z – нормирующая величина (X –множество всех реализаций поля):

$$Z = \sum_{X} \exp\left\{-\sum_{c \in \mathbb{C}} V_c(x)\right\},\tag{2}$$

Распределение Гиббса является универсальным, так как в виде (1) можно записать любое совместное распределение совокупности случайных величин при соответствующем выборе системы клик и при условии ненулевой вероятности всех реализаций. Наибольший интерес для анализа и обработки изображений представляют гиббсовские модели с кликами невысоких порядков, содержащими 2–4 элемента решетки. Объединение клик, включающих произвольную точку, за вычетом самой этой точки, представляет собой её окрестность, определяющую марковское свойство поля.

Достоинство гиббсовской модели в её простоте – для определения поля достаточно задать только систему клик и потенциалы. Однако для генерирования реализаций случайного поля приходится применять итерационные динамические методы Монте-Карло (Monte-Carlo Markov Chain, MCMC). По прошествии достаточно большого числа итераций формируется последовательность реализаций, описываемых заданным распределением вероятности.

Оценивание параметров гиббсовских моделей

Оценивание параметров распределения Гиббса представляет собой очень сложную задачу, потому что нормирующая величина Z зависит от оцениваемого параметра, но получить замкнутое выражение этой зависимости в большинстве случаев невозможно. В связи с этим разработаны методы оценивания параметров, специфичные для гиббсовских моделей (метод псевдо-правдоподобия, метод кодирования, метод «приближения среднего поля» (mean field approximation), метод наименьших квадратов, МСМС метод, описанный в [4], метод выборочных условных моментов [5], метод, основанный на применении достаточных статистик [6] (ДС).

Целесообразность применения конкретного метода оценивания зависит от вида модели. Два последних метода пригодны для конечнозначных полей произвольной размерности, при этом модель поля не предполагает однородности и допускает более чем парные взаимодействия. Их достоинством является то, что они не требуют для своей реализации сложных итерационных процедур. Метод выборочных условных моментов [5] может приводить к системам нелинейных уравнений, поэтому для дальнейшего использования был выбран метод ДС.

В общем случае для конечнозначной гиббсовской модели множество \mathbb{C} всех клик можно разбить на T непересекающихся подмножеств, называемых типами клик, тогда выражение (2) примет вид

$$P(X = x) = Z^{-1} \exp\left\{-\sum_{t=1}^{T} \sum_{c \in \mathbb{C}_{t}} V_{c}(x)\right\} = Z^{-1} \exp\left\{-\sum_{t=1}^{T} \sum_{n=1}^{Q_{t}} \alpha_{n}^{t} \cdot v_{n}^{t}(x)\right\},$$
(3)

где $\alpha_1^t, \alpha_2^t, ..., \alpha_{Q_t}^t$ – возможные значения (уровни) потенциала, количество уровней $Q_t = M^{N_t}$; N_t – количество элементов клики типа t; M – количество различных значений, принимаемых реализациями поля в точках растра; $v_n^t(x)$ – число, показывающее, сколько раз в переделах реализации x потенциал на кликах типа t принял значение α_n^t . Согласно выражению (3) распределение конечнозначного гиббсовского поля принадлежит экспоненциальному семейству [7]. Достаточной статистикой является вектор $U(X) = \left(\left(v_n^t(X), n = \overline{1, Q_t} \right), t = \overline{1, T} \right)$, составленный из элементов гистограмм, указывающих количество событий, соответствующих значениям компонент параметра $A = \left(\left(\alpha_n^t, n = \overline{1, Q_t} \right), t = \overline{1, T} \right)$ в данной реализации x.

Рассмотрим две реализации поля X, различающиеся только в некоторой точке s решетки и принимающие в этой точке значения x'_s и x''_s , при этом поле во всех остальных точках решетки считается известным. Отношение условных вероятностей

$$\frac{P(X_s = x'_s | x \setminus x'_s)}{P(X_s = x''_s | x \setminus x''_s)} = \exp\left\{-\sum_{c \in \mathbb{C}_s} V_c(x')\right\} / \exp\left\{-\sum_{c \in \mathbb{C}_s} V_c(x'')\right\},\tag{4}$$

где \mathbb{C}_s – объединение всех клик, содержащих *s*, не зависит от *Z*, а кроме того, не зависит от значений поля в точках решетки, не принадлежащих окрестности точки *s*.

Основываясь на (3), можно записать

$$\exp\left\{-\left(A,\left[U(x')-U(x'')\right]\right)\right\}=\frac{P\left(X_{s}=x'_{s}|x\setminus x'_{s}\right)}{P\left(X_{s}=x''_{s}|x\setminus x''_{s}\right)},$$

откуда

$$\left(A, \left[U(x'') - U(x')\right]\right) = \ln\left[\frac{P\left(X_s = x'_s | x \setminus x'_s\right)}{P\left(X_s = x''_s | x \setminus x''_s\right)}\right],$$

Выбирая в качестве x' и x'' различные реализации поля на окрестности точки s, отличающиеся в этой точке, и записывая для них векторы [U(x'')-U(x')], можно получить систему линейных уравнений, которая может быть представлена в матричном виде

$$\mathbf{U} \cdot \mathbf{A} = \boldsymbol{\Lambda} \,, \tag{5}$$

где Λ – вектор, компонентами которого являются логарифмы соответствующих отношений условных вероятностей. Оценка для Λ может быть получена решением системы (5), если в качестве правых частей подставить логарифмы отношений оценок условных вероятностей, полученных путем подсчета соответствующих событий с последующей нормировкой. В [6] отмечено, что совокупность параметров гиббсовской модели конечнозначного поля общего вида является избыточной. Количество необходимых параметров определяется рангом матрицы U, а остальные параметры при оценивании можно задать произвольно при условии, что оцениваемым параметрам будут соответствовать линейно независимые столбцы матрицы U.

В [6] в качестве примера рассмотрено бинарное поле, заданное на двумерном прямоугольном растре и описываемое однородной гиббсовской моделью, которая предполагает, что для любой точки растра набор клик, включающих данную точку, а также потенциалы заданы одинаковым образом, не зависящим от положения точки на растре. Все клики рассматриваемой модели образованы парами точек, геометрически соседними по вертикали или по горизонтали; окрестность точки содержит четыре точки, тогда матрица U имеет размеры $M^4 \times (2 \cdot M^2)$, вектор A – размерность $2 \cdot M^2$ и вектор A имеет размерность M^4 , где M – количество возможных значений поля.

Выражение (5) можно переписать в виде $\mathbf{U}_2 \cdot \mathbf{A}_2 + \mathbf{U}_1 \cdot \mathbf{A}_1 = \mathbf{\Lambda}$, где \mathbf{A}_2 – вектор оцениваемых параметров размерностью $rank(\mathbf{U}_2)$, \mathbf{A}_1 – вектор задаваемых параметров размерностью $(2 \cdot M^2 - rank(\mathbf{U}_2))$, \mathbf{U}_1 – матрица размером $M^4 \times (2 \cdot M^2 - rank(\mathbf{U}_2))$,

составленная из столбцов, соответствующих задаваемым параметрам матрицы U, U₂ – матрица размером $M^4 \times rank(U_2)$, составленная из столбцов, соответствующих неизвестным параметрам матрицы U. Фактически количество неизвестных параметров определяется рангом U₂. При назначении вектора задаваемых параметров необходимо обеспечить равенство рангов U₂ и U, при этом выражение для нахождения вектора неизвестных параметров принимает вид $A_2 = U_2^{-1} \cdot (\Lambda - U_2 \cdot A_2)$.

При увеличении M возрастают трудности в построении матрицы U, поэтому была поставлена задача разработать алгоритм, который строит матрицу U и определяет её ранг.

Результаты

С помощью разработанного алгоритма были определены матрицы для различных значений M. Размеры матрицы U и количество оцениваемых потенциалов приведены в таблице. Видно, что уже при M = 8 размеры матрицы и размерность параметрического пространства становятся очень большими.

Таблица

М	2	3	4	8	
Размерность U	[16×8]	[162×18]	[768×32]	[28672×128]	
Размерность реального	3	10	21	105	
пространства потенциалов	5	10	21		

Для проверки реализуемости и эффективности метода оценивания потенциалов были проведены эксперименты с реальными текстурными изображениями, которые были после выравнивания яркости проквантованы на 4 уровня (M = 4). Затем моделировались случайные поля с параметрами, равными полученным оценкам. Визуальная оценка сходства результатов моделирования с квантованными препаратами текстур позволяет сделать вывод о достаточной эффективности метода.

В ходе исследований был также реализован алгоритм оценивания параметров бинарной (двузначной) гиббсовской модели, учитывающей вертикальные парные, горизонтальные парные, диагональные парные, треугольные и квадратные клики, образующие восьмисвязную окрестность точки. Данная модель становится чрезвычайно громоздкой при увеличении количества значений, принимаемых полем, поэтому с вычислительной точки зрения приемлемым является описание данной моделью только бинарных полей.

Заключение

Конечнозначные гиббсовские поля представляют интерес в качестве моделей цифровых изображений. Выполненные исследования показали, что сложность оценивания параметров таких моделей быстро растёт при увеличении числа уровней квантования. Полученные результаты свидетельствуют о том, что при существующем уровне вычислительной техники применение таких моделей для решения задач моделирования и оценивания параметров реальных текстурных изображений возможно при квантовании их на 4, 8 или 16 уровней.

Эксперименты показали, что при оценивании параметров восьмизначного поля по квантованному реальному текстурному изображению возникает проблема вычисления

оценок параметров модели, вызванная отсутствием большого количества возможных конфигураций поля на окрестности, при этом некоторые компоненты вектора Λ остаются неопределёнными. Исключение соответствующих им строк матриц уравнения часто приводит к уменьшению ранга матрицы U_2 и невозможности нахождения оценок параметров модели. Следует отметить, что чем больше уровней квантования, тем

больше должно быть изображение для получения оценок условных вероятностей приемлемой точности, и тем больше нужно итераций для моделирования.

Список литературы

1. Яне Б. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2007. 584 с.

2. Цифровая обработка изображений в информационных системах: учеб. пособие / И.С. Грузман, В.С. Киричук, В.П. Косых, Г.И. Перетягин, А.А. Спектор. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2002. 352 с.

3. Hammersley J.M. and Clifford P. Markov field on finite graphs and lattices. unpublished, 1971.

4. Stan Z. Li. Markov Random Field Modeling in Image Analysis. London: Springer-Verlag London Limited, 2009. 357 p.

5. Васюков В.Н. Оценивание параметров гиббсовских полей методом условных моментов // Доклады СО АН ВШ. 2001. № 1 (3). С. 36–47.

6. Васюков В.Н. Оценивание параметров конечнозначных гиббсовских полей с использованием достаточных статистик // Автометрия. 2001. № 4. С. 110–118.

7. Леман Э. Проверка статистических гипотез. М.: Наука, 1964. 498 с.

АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ СВОЙСТВ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИГНАЛОВ АКУСТИЧЕСКОЙ ЭМИССИИ

В. Н. Овчарук, А. Н. Рябинькая

ФГБОУ ВПО «Тихоокеанский государственный университет» 680035, г. Хабаровск, ул. Тихоокеанская, 136 E-mail: ovaler@ya.ru

Описывается разработанный лабораторный исследовательский комплекс, а так же цели и задачи комплекса. Освещены ключевые вопросы спектрального анализа, затрагиваемые в ходе выполнения лабораторных работ. Приведены изображения, иллюстрирующие возможности программного обеспечения комплекса.

Большое разнообразие акустико-эмиссионной (АЭ) аппаратуры, методик измерения характеристик, способов обработки измеренной информации практически не позволяют обеспечить единство и единообразие, как научных исследований, так и неразрушающего контроля (НК) промышленных объектов. В таких условиях задача повышение достоверности АЭ контроля, его эффективности, а также метрологического обеспечение процесса измерения и выработка единой методики стоит как никогда остро. Решение этой задачи позволило бы в значительной степени устранить трудности, связанные с внедрением метода. Однако для этого требуется по-новому взглянуть на проблемы АЭ контроля.

Кажущаяся простота метода АЭ провоцирует легкое к нему отношение. При этом забывается, что во многих случаях операции измерения должна предшествовать процедура обнаружения сигналов на фоне различного рода шумов и помех, а также распознавания и идентификации сигналов АЭ от различных источников. Спектральный анализ в решении этих задач занимает важное место [1]. Это связанно с тем, что вопросы метрологии и достоверности АЭ контроля невозможно решить, анализируя сигналы в узкой полосе частот. Различные методы спектрального анализа позволяют решить многие задачи АЭ контроля, но требуют дальнейшего развития [2].

Целью проводимой разработки было создания обучающего исследовательского лабораторного комплекса, позволяющего проводить обучение специалистов НК в процессе их подготовки к аттестации на II и III уровень и студентов, обучающихся по программе магистратуры

Лабораторный аппаратно-программный комплекс состоит из методических указаний и комплекта программного обеспечения. Методические указания разбиты на ряд глав, включающих в себя десять лабораторных работ, дополненных необходимыми теоретическими сведениями. В рамках каждой из работ предлагается ознакомиться с новыми аспектами спектрального анализа сигналов АЭ. По окончанию изучения теоретической части подразумевается выполнение задания в ходе, которого происходит закрепление полученных знаний на практике. После чего предлагается выполнить самостоятельную проверочную работу по данной тематике. Комплект программного обеспечения включает в себя набор *VI* программ, которые используются при выполнении лабораторных работ. Комплекс рассчитан на специалиста, обладающего предварительными знаниями по вопросам НК в рамках изучения программы «Исследование свойств материалов и изделий методом АЭ». В состав методических указаний входят следующие разделы для изучения:

• аналитический расчет АЧХ его использования при спектральном анализе сигналов АЭ;

• анализ и методика экспериментальной оценки АЧХ системы «объект-преобразователь»;

- особенности спектрального анализа сигналов АЭ при испытании образцов;
- анализ и обработка спектральных функций сигналов АЭ;
- использование вторичных параметров спектральных характеристик сигналов АЭ;
- распознавание и идентификация сигналов АЭ от различных источников.

В первом разделе описывает методы и средства измерения спектральной плотности электрических сигналов, а также дает обоснование структуры установки для подобных измерений. Спектральный анализ играет важную роль в решении задач обнаружения и идентификации сигналов АЭ на фоне шумов. Благодаря использованию спектральных характеристик появляется возможность комплексно оценивать, классифицировать и сравнивать сигналы АЭ, полученные от различных источников. В результате изучения этого раздела у обучающегося складывается понимание о возможности использования спектра сигналов АЭ для более детального их исследования.

Материал, представленный в последующих разделах, затрагивает вопросы расчета и исследования АЧХ образцов материалов, системы «объект-преобразователь» и особенности использования АЧХ при спектральном анализе сигналов АЭ. Приводятся теоретические обоснования и методы расчета АЧХ для различных объектов. Экспериментально исследуются методики оценки АЧХ системы «объект-преобразователь». Демонстрируется существенное влияние этой характеристики на общий ход проведения испытаний. В дальнейшем более подробно освещаются вопросы анализа и обработки спектральных характеристик сигналов АЭ. Исследуются различные методы разложения временной формы ранее зафиксированного сигнала в спектр. Исследователю предоставляется возможность визуально оценить спектральные характеристики сигналов АЭ от различных источников и предлагается провести комплексное сравнение этих сигналов на предмет выявления характерных отличий.

Заключительные разделы затрагивает вопросы использования вторичных параметров спектральных характеристик сигналов АЭ для идентификации механических параметров функции нагружения объекта. Используется метод анализа экстремумов для определения параметров функции нагружения. При этом предлагается провести анализ количества экстремумов для сигналов от различных источников.



Рис. 1. АЧХ стального стержня в диапазоне частот 0-500 кГц

Лицевая панель ПО для лабораторного комплекса № 2 представлена на рис. 1. Работа подразумевает исследование параметров АЧХ стального длинного стержня. Программное обеспечение позволяет производить расчет параметров АЧХ стержня при разных значениях длины l, координаты x, скорости V и затухания a. В последующих работах исследуются спектральных характеристики АЭ сигналов.



Рис. 2. Интерфейс программы вычисления и обработки спектральных функций

Интерфейс пользователя лабораторного комплекса № 4 представлен на рис. 2. Исследователю предлагается изучить ранее полученный сигнал путем разложения и анализа его частотных компонентов. Сигнал моделируется как сумма синусоид с заданным шагом по частоте. Амплитудные параметры спектральных составляющих задаются пользователем по восьми произвольным точкам. Фазовая характеристика спектральных составляющих может задаваться вручную, генерироваться случайно или подбираться так, чтобы среднеквадратичное отклонение мгновенного значения сигнала от его математического ожидания был минимальным. Для получения гладкой характеристики сигнала по заданным точкам форма АЧХ сигнала аппроксимируется кубическими сплайнами.

Программное обеспечение, входящее в состав лабораторного комплекса, было разработаны в среде программирования NI LabVIEW 2013. В качестве аппаратной платформы для реализации функции захвата сигнала предлагается использовать платформу NI CompactDAQ 9188 с модулем ввода-вывода NI 9223 в совокупности с входными устройствами акустико-эмиссионной системы «EMIS-12/32 DAQ».

Список литературы

1. Овчарук В.Н. Акустико-эмиссионные методы исследования свойств керамических материалов. Хабаровск: Изд-во ТОГУ, 2010. 201 с.

2. Овчарук В.Н. Критерии выбора параметров акустической эмиссии материалов // Датчики и системы. 2014. № 3. С. 10–17.

МЕТОД ОПЕРАТИВНОГО ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СВЯЗИ С КОСМИЧЕСКИМ АППАРАТОМ

А. А. Силантьев^{1,2}, Е. Ю. Михлин¹, А. И. Вильданов², Е. В. Кузьмин¹

¹Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: artyom183@mail.ru ²Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнева» 662972, г. Железногорск, ул. Ленина, 52 E-mail: silantyev@iss-reshetnev.ru

Приведено описание метода, позволяющего определять необходимость повышения помехоустойчивости космической системы связи, за счёт оценки отношения сигнал/шум на входе приемного устройства командноизмерительной системы космического аппарата, для обоснованного увеличения мощности передающего устройства наземного сегмента управления.

Одним из основных требований к каналу управления космическим аппаратом (КА) является высокая достоверность передаваемой информации по каналам «Земля – КА» и «КА – Земля». За обеспечение передачи информации по данным каналам отвечает командно-измерительная система (КИС), состоящая из наземного и бортового сегмента (НС и БС соответственно). Так, по линии передачи «Земля – КА» в БС КИС КА поступают сигналы, содержащие радиокоманды команды (РК) управления КА. На НС КИС по каналу «КА – Земля» поступает телеметрическая информация (ТМИ) о состоянии КА.

Актуальной задачей является обеспечение бесперебойной связи с КА через КИС, так как при эксплуатации необходимо в любой момент времени обеспечивать сеансы связи с КА и проверять состояние его работы. Данная задача является весьма сложной в реализации, так как радиосигналы, передаваемые на БС КИС КА подвержены различным искажениям. Это могут шумовые излучения от звезд и небесных тел, шум радиоаппаратуры и так далее. В результате таких искажений ухудшается показатель качества: вероятность ошибки на бит информации. Если требуемая вероятность ошибки на входе приемного устройства БС КИС КА не будет обеспечена, РК не будет распознана приемным устройством [1].

В качестве одного из способов улучшения данной ситуации можно использовать метод оперативного повышения помехоустойчивости связи с КА. Вариант реализации метода, позволяющего повышать помехоустойчивость космической системы связи, представлен на рис. 1.



Рис. 1. Вариант реализации представленного метода

Суть метода сводиться к следующему [2]:

1. Сигнал, являющийся РК, выданный НС КИС (блок 1) по линии связи «Земля – КА» поступает на приемное устройство БС КИС КА (блок 2), и далее переноситься на поднесущую частоту, что позволяет упростить его цифровую обработку.

2. Полученный на выходе демодулятора приемного устройства БС КИС КА сигнал на поднесущей частоте поступает в устройство оценки отношения сигнал/шум (блок 3). В качестве способа оценки, реализованного в данном устройстве, использован метод, исследованный Б.Р. Тихоновым [3] и В.Г. Патюковым [4].

В основе метода лежит исследование выбросов огибающей аддитивной смеси сигнала и узкополосного нормального случайного процесса. Среднее число выбросов (N), превышающих определенный уровень ограничения (C), определяется соотношением [4]:

$$N(q) = \Delta f_{2} \frac{C}{\sigma} \exp\left[-\frac{1}{2}q^{2} - \left(\frac{C}{\sigma}\right)^{2}\right] I_{0}\left(\frac{qC}{\sigma}\right), \tag{1}$$

где Δf_3 – ширина спектра шума в рассматриваемой системе; $q = U_m/\sigma$ – отношение сигнал/шум; U_m – амплитуда сигнала; σ – среднеквадратическое значение шума (СЗШ); – функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Выражение (1) показывает, что интенсивность и характер зависимости среднего числа выбросов огибающей аддитивной смеси от отношения сигнал/шум описывается законом Рэлея-Райса. Таким образом, регистрация числа выбросов огибающей аддитивной смеси позволяет производить оценку помехоустойчивости связи.

3. Рассчитанное согласно (1) значение отношения сигнал/шум (выраженное в логарифмических единицах) поступает на вход блока 4 (устройство расчета вероятности ошибки на бит информации) где сначала переводиться в отношение энергии бита к спектральной плотности мощности шума, которое можно найти, как [1]:

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{\rm ab} = 10 \log\left(q \,\frac{\Delta f}{R}\right),\tag{2}$$

где E_b – энергия бита информации; N_0 – спектральная плотность мощности шума; Δf – полоса пропускания приемного устройства БС КИС КА (на поднесущей частоте); R – битовая скорость.

4. Далее, на основании полученного отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума, полученного на основе выражения (2), вероятность ошибки на бит информации P_{out} рассчитывается как [1]:

$$P_{\rm out} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right),\tag{3}$$

где Q(x) – специальная функция.

Результат расчета зависимости вероятности ошибки от энергии бита информации, описанной выражением (3) представлен на рис. 2.

Исходя из анализа рис. 2 можно сделать вывод о том, что при требуемой вероятности ошибки 10⁻⁶, обусловленной требованием к достоверности передачи ТМИ [5], отношение энергии бита информации к спектральной плотности мощности шума должно составлять не менее 10.5 дБ. В случае, если данная величина будет меньше требуемой, возникнет перебой в связи.



Рис. 2. Зависимость вероятности ошибки от энергии бита информации

5. Значение вероятности ошибки, полученное согласно (3), поступает в формирователь кадра ТМИ (блок 5). В формируемом кадре ТМИ должна содержаться величина об измеренной вероятности ошибки. Данный кадр, через передающее устройство БС КИС КА (блок 6) передается на НС КИС, где производится сравнение значения требуемой вероятности ошибки на бит информации, с рассчитанным значением (на приемной стороне БС КИС КА). В случае если рассчитанное значение вероятности ошибки на бит информации меньше требуемого, принимается решение о необходимости повышения мощности передающего устройства НС КИС, и повторном вычислении вероятности ошибки на бит информации, в соответствии с пп. 1-4. В случае если рассчитанное значение вероятности ошибки на бит информации больше или равно требуемому, то делается вывод о том, что используемой мощности достаточно для передачи команд на бортовой комплекс управления командно-измерительной системы космического аппарата.

Таким образом, вычисляя вероятность ошибки на бит информации на входе приемного устройства БС КИС КА, которая может быть меньше требуемой величины, вследствие влияния шумов и затуханий сигнала на линии связи «Земля – КА», можно управлять данным значением за счёт увеличения мощности передающего устройства НС КИС.

Необходимо отметить, что в случае, когда не удается распознать сигнал с кадром ТМИ, полученный приемным устройством НС КИС на трассе «КА – Земля», следует провести анализ (в соответствии с пп. 1-4) и повторно выдать сигнал с РК на приемное устройство БС КИС КА по трассе «Земля – КА», использовав заведомо избыточную мощность передающего устройства НС КИС.

Использование представленного метода позволяет обеспечивать бесперебойную работу КИС и КА в целом.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, Правительства Красноярского края, Красноярского краевого фонда поддержки научной и научно-технической деятельности» в рамках научного проекта № 16-47-243054.

Список литературы

1. Теория передачи сигналов / А.Г. Зюко, Д.Д. Кловский, М.В. Назаров, Л.М. Финк. М.: Радио и связь, 2001. 368 с.

2. Заявка на изобретение № RU 2015136875 от 28.08.2015 / А.А. Силантьев, А.И. Вильданов, С.А. Рябушкин.

3. Тихонов В.И. Выбросы случайных процессов. М.: Наука, 1970. 392 с.

4. Оценка отношения сигнал/шум в спутниковых системах связи / А.А. Силантьев, В.Г. Патюков, Е.В. Патюков, В.А. Шатров // Журнал радиоэлектроники. 2015. № 3.

5. ESA PSS-04-104. Vol. 1. Issue 2. 1991-03R.

МОДЕЛЬ LDPC-КОДЕРА НА БАЗЕ ПРОГРАММНОЙ СРЕДЫ «МАТLAB»

А. О. Селедцов, В. В. Золотухин (научный руководитель)

Институт информатики и телекоммуникаций СибГАУ им. академика М. Ф. Решетнева 660014, г. Красноярск, пр. имени газеты «Красноярский рабочий», 31 E-mail: andreismail@yandex.ru

Рассматривается модель LDPC-кодера для цифрового телевидения. LDPC-кодер представляет собой устройство, способное выполнять преобразование данных с целью защиты от ошибок. Важным условием для кодера является его помехоустойчивость, т. е. способность противостоять воздействию помех (шумов). В данной работе была разработана имитационная модель LDPC-кодера (128,64) на базе программной среды «MATLAB» и произведен расчет зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум, приходящего на бит данных.

Одним из способов повышения помехоустойчивости канала связи является использование помехоустойчивого кодирования и, в частности, кодов с низкой плотностью проверок на четность (LDPC-коды от англ. Low-density parity-check code). Устройства, реализующие кодирование с помощью проверочных матриц с низкой плотностью проверок на чётность, принято называть LDPC-кодерами. Они нашли свое применение в спутниковой связи (в стандарте DVB-S2 спутниковой передачи данных для цифрового телевидения), каналах передачи между вычислительными системами, а также в стандарте IEEE 802.3an сети Ethernet 10G и стандарте широкополосного доступа IEEE 802.16e.

Преимущества LDPC-кодов:

• простая реализация кода;

• обеспечение высокой степени исправления ошибок при весьма малой сложности их декодирования;

• в системах передачи информации обеспечивают максимальную скорость передачи при ограниченной полосе частот;

• работоспособность при уровне энергетики канала, превышающем его пропускную способность на несколько десятых долей децибела.

• максимально приближен к границе Шеннона (с длиной блока в десять миллионов бит).

В данной работе рассмотрен LDPC-кодер размерностью (n = 128, k = 64), используемый в спутниковой связи, со скоростью кода R = k / n = 1/2 [1]. Имитационная модель цифровой системы передачи данных при LDPC-кодировании смоделирована с помощью программной среды «МАТLAB» (рис. 1). Для того, чтобы оценить эффективность помехоустойчивого кодирования LDPC-кодера, сравним его с системой передачи данных на основе ВСН кодирования (от англ. Bose-Chaudhuri-Hocquenghem).

В состав данной имитационной модели входят LDPC-кодер и декодер, ВСН-кодер и декодер BPSK-модулятор и демодулятор, а также блок AWGN (канал с аддитивным белым гауссовым шумом), генератор ПСП целых чисел и блок вычисления вероятности ошибки.

График зависимости вероятности ошибки (*BER*) от отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума (Eb/No) с использованием помехоустойчивого кодирования и без него были смоделированы в программной среде «MATLAB» с помощью интерфейса «BERTool» (рис. 2). График зависимости вероятности ошибки (*BER*) от отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума (Eb/No) LDPC-кодера по сравнению с BCH-кодером показывает, что LDPC-кодер более помехоустойчив, примерно на 1 дБ (рис. 3).

Современные проблемы радиоэлектроники. 2017



Рис. 1. Имитационная модель передачи данных при сравнении LDPC и ВСН кодирования



Рис. 2. График зависимости BER от Eb/No без кодирования и с LDPC-кодированием

При моделировании LDPC-кодеров большей размерности – (256,128) и (512,256), а также кодовой скорости R = 1/2, кодер имеет более высокую помехоустойчивость. Отсюда можно сделать вывод о том, что с увеличением вероятности появления ошибки в канале число обнаруженных ошибок уменьшается [2]. Выигрыш кода большей размерности составляет приблизительно с большей размерностью кодера примерно 0,5 дБ (рис. 4).

Секция «Устройства обработки сигналов и навигационные системы»



Рис. 3. График зависимости BER от Eb/No LDPC-кодера и BCH-кодера



Рис. 4. График зависимости BER от Eb/No при разной размерности LDPC-кодера

В данной работе была рассмотрена имитационная модель LDPC-кодера (128,64) в программной среде «MATLAB». В результате моделирования было установлено, что при увеличении размерности кода можно добиться меньшего числа ошибок на выходе кодера при большой вероятности их появления. Особенностью LDPC-кодов является то, что при минимальном расстоянии коды с малой плотностью проверок на четность обеспечивают более высокую степень исправления ошибок при меньшей сложности их декодирования, а также максимально приближены к границе Шеннона (с длиной блока

в десять миллионов битов). В настоящее время LDPC-коды востребованы в цифровых системах передачи информации, требующих максимальной скорости передачи при ограниченной полосе частот. Таким образом, результаты данной работы позволяют утверждать, что идея использования помехоустойчивых кодов с низкой плотностью проверок на чётность в спутниковых системах цифрового телевидения является актуальной и требует дальнейших исследований.

Список литературы

1. CCSDS. Short Blocklength LDPC Codes for TC Synchronization and Channel Coding // Washington, DC, USA, Apr. 2012, Orange Book, CCSDS 231.0–O–x.x.

2. Галлагер Р. Коды с низкой плотностью проверок на четность: пер с англ. / под ред. Р.Л. Добрушина. М.: Мир, 1966. 144 с.

СРАВНЕНИЕ КООРДИНАТ ДВУХЧАСТОТНЫХ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ ПРИЕМНИКОВ И ОДНОЧАСТОТНЫХ ПРИЕМНИКОВ

А. М. Симоненко, А. И. Агарышев (научный руководитель)

Иркутский национальный исследовательский технический университет 664074, г. Иркутск, ул. Лермонтова, 83 E-mail: aai.irk@mail.ru

Сравниваются точности измерения координат и высоты двухчастотных навигационных радиоприемников и одночастотных навигационных приемников. Ошибка высот с помощью двухчастотных приемников метры, координат меньше метра, высот с помощью одночастотных приемников – десятки метров высот, координат ≈100 м.

Введение. В настоящее время для определения координат различных объектов широко используются глобальные радионавигационные системы GPS и ГЛОНАСС, основанные на приеме радиосигналов от искусственных спутников земли (ИСЗ) [1, 2]. Источником погрешностей определения координат объектов в этих системах является групповое запаздывание радиоволн при прохождении через ионосферу Земли. Эти задержки больше задержек, соответствующих прямолинейному распространению радиоволн в свободном пространстве и зависят от большого числа факторов, таких как время суток, день года, уровень активности Солнца, местоположение НКА и АП. Для коррекции этого запаздывания используются методы, основанные на задании зависимости плотности электронов N от высоты h в точке, где прямая, соединяющая ИСЗ и приёмник, пересекает главный максимум *N*, соответствующий слою *F2* ионосферы. Задержки в приемниках GPS корректируются с использованием простой формулы [3], которая получена сравнительно давно и не отражает многие важные особенности реальной среды распространения радиоволн. В частности, мало внимания уделялось исследованиям влияний изменений вертикальных N(h)-профилей вдоль указанной выше прямой на групповые задержки радиоволн, в том числе не исследовано влияние положения переходной области ионосферы ночь-день (день-ночь) на эти задержки.

Цель работы заключается в исследовании влияния переходной области ионосферы ночь-день (день-ночь) на эти задержки и представлении результатов измерений значений случайных отклонений координат и высот двухчастотных радиоприёмников от средних значений координат и высот, а также в анализе этих результатов.

Методика эксперимента. Измерения проводились спутниковыми геодезическими GNSS/GPS приемниками Javad Sigma, подключенным к ПК с помощью специально разработанной программы и установленными на двух различных геодезических пунктах с известными координатами. Пункты находятся в г. Иркутске на расстоянии порядка 9 км друг от друга. Полагается, что приемники находятся в одинаковых условиях возмущения ионосферы. Первый пункт IKRU находится на базе Восточно-Сибирского аэрогеодезического предприятия и является пунктом фундаментальной астрономогеодезической сети «Иркутск». Второй пункт IRKJ расположен на базе Восточно-Сибирского филиала ФГУП «ВНИИФТРИ» и является пунктом мировой сети. Данные пункты прошли государственную сертификацию, и их геодезические координаты в системе WGS-84 были определены с точностью до десятых долей миллиметра. Данные с приемников были зарегистрированы в универсальном формате RINEX и обработаны при помощи специальной программы Pinnacle. Пример регистрации экспериментальных данных для одного из сеансов приведён в табл. 1. Использованы следующие обозначения: SITE - наименование пункта измерений; MM/DD/YY - дата измерений (месяц, день, год), HH:MM:SS – время UTC (часы, минуты, секунды); SVs – количество наблюдаемых спутников; РДОР – геометрический фактор точности; N, E – значения широты и долготы (доли градуса); H – высота приёмной антенны над уровнем моря, м.

SITE	MM/DD/YY	HH:MM:SS	SVs	PDOP	LATITUDE	LONGITUDE	HI
IRKJ	07/23/12	00:00:00	17	1,2	N52,21903513	E 104,31618246	503,175
IRKJ	07/23/12	00:00:30	17	1,2	N52,21903323	E 104,31618288	503,231
IRKJ	07/23/12	00:01:00	17	1,9	N52,21903377	E 104,31617713	504,150
IRKJ	07/23/12	00:01:30	17	1,6	N52,21903698	E 104,31617790	503,449
IRKJ	07/23/12	00:02:00	17	1,8	N52,21903633	E 104,31617790	503,666
IRKJ	07/23/12	00:02:30	17	1.7	N52,21903631	E 104,31617838	503,526

Пример регистрации данных двухчастотных радиоприёмников

Таблица 1

Методика обработки экспериментальных данных. Из табл. 1 видно, что для сеанса длительностью ≈ 30 с измеренные значения географических координат практически не меняются, а отклонения измеренных высот от средней высоты для этого сеанса не превышают 50 см. Однако отличия этих характеристик от сеанса к сеансу существенно превышали их отличия внутри сеансов.



Рис. 1. Координаты и высоты двух двух частотных навигационных радиоприемников
Таблица 2

Поэтому для каждого сеанса с номером *j* определялись средние значения долготы E_j , широты N_j и высоты H_j , которые подвергались дальнейшей обработке, в результате которой определялись средние значения E_C , N_C , H_C , а также отклонения от этих средних $\Delta_{Ej} = E_j - E_C$, $\Delta_{Nj} = N_j - N_c$, $\Delta_{Hj} = H_j - H_C$. Сглаживание экспериментальных зависимостей производилось с интервалом 60 минут. Для обработки данных был выбран магнитоспокойный день с 00.00 до 24.00 по UTC 24.07.2012 года. Были обработаны массивы данных с двух приемников, работающих синхронно. На следующем этапе исследований строились зависимости измеренных значений Δ_{Ej} , Δ_{Nj} , Δ_{Hj} от времени, по виду которых был сделан вывод о присутствии существенных флуктуаций координат (особенно высоты) в утренние и вечерние часы при переходе «день-ночь» и влияния этих факторов на точность местоопределения двухчастотных радиоприемников. Предполагалось что два одинаковых приемника работали в одинаковых условиях в непосредственной близости друг от друга с одинаковым интервалом измерений 30 с.

Обсуждение полученных результатов. Рис. 1–5 показывают увеличение случайных отклонений измеренных координат и высот в одинаковые интервалы суток на пункте IRKU, которые возникают в интервале от 14.00 до 15.00. Так как время UTC отличается от местного Иркутского времени на 8 часов, то данное распределение приходится на 23.00 часов. Максимальные отклонения от среднего значения составляют порядка 8 м по высоте. При рассмотрении зависимостей высоты, широты и от времени суток на пункте IRKJ (рис. 4–6) максимальные флуктуации возникают так же в вечерние часы. Как видно из рис. 6, отклонения долготы не имеет характерного провала в дневное время суток, как это обнаружено в суточном ходе отклонений широты.

В табл. 2 представлены результаты исследований максимальных и минимальных флуктуаций координат и высот, определенных двухчастотными спутниковыми радионавигационными приемниками.

		-	-	-		-	-	
11:30:15	52,2937	104,2889	444,6912		0,0000059	-0,0000016	-0,42753	
12:30:15	52,29371	104,2888	444,9068		0,000068	-0,0000379	-0,21195	
13:30:45	52,29378	104,2889	449,5036		0,0000777	-0,0000200	4,384778	
14:30:45	52,29367	104,2889	436,8355		0,0000304	0,0000318	-8,28323	
15:30:15	52,29369	104,2889	444,8796		0,0000103	-0,0000239	-0,23921	
16:30:15	52,29367	104,2888	447,938		0,0000250	-0,0000342	2,819207	
17:30:15	52,2937	104,2889	449,4009		0,0000019	-0,000083	4,282138	
18:30:15	52,29372	104,2889	447,0414		0,0000177	-0,0000035	1,922608	
19:30:15	52,29369	104,2889	443,1908		0,0000091	0,0000025	-1,92798	
20:30:15	52,29366	104,2889	447,6733		0,0000343	0,0000155	2,554547	
21:30:15	52,29366	104,2889	442,3171		0,0000344	0,0000184	-2,80163	
22:30:15	52,2937	104,2889	448,0306		0,000006	0,0000406	2,911828	
23:18:15	52,29371	104,2889	441,4159		0,0000160	0,000038	-3,70284	
	Nc	Ec	Нс					
	52,2937	104,2889	445,1188				5,598434	max
							-8,28323	min

Флуктуации координат и высот двух двухчастотных навигационных радиоприемников

При статистической обработке данных использовались различные интервалы сглаживания 60, 30 и 15 мин. Сравнение результатов сглаживания позволяет сделать заключение о том, что, во-первых, увеличение интервала сглаживания вызывает заметное изменение характера суточного хода случайных погрешностей координат, вовторых, приводит к увеличению постоянной составляющей. При увеличении интервала

сглаживания начинает проявляться влияние перемещений спутников. Кроме того, начинает сказываться присутствие тренда в суточном ходе систематических погрешностей широты и долготы.

Таким образом, максимальные флуктуации координат и высот, определенных двухчастотными спутниковыми радионавигационными приемниками возникают в утренние и вечерние часы в момент перехода день-ночь и достигают по высоте 8 м и в суточном ходе погрешностей широты, долготы меньше 1 м.

Так же студентами кафедры РЭ и ТС НИ ФГБОУ ВО «ИРНИТУ» были проведены исследования по влиянию ионосферы в момент перехода день-ночь одночастотными спутниковыми радионавигационными приемниками Garmin GPS Map. Результаты флуктуаций координат и высот представлены в табл. 3.

Таблица 3

24.11.2009	7979,00	6795,40	473,54	52,87	-60,46	-13,27		9,775181	-6,86781	11,94659
	7984,80	6794,50	478,34	58,67	-61,36	-8,47		10,8476	-6,97005	12,89388
	7972,90	6806,00	459,61	46,77	-49,86	-27,20		8,647291	-5,66365	10,33695
	7961,90	6811,00	488,52	35,77	-44,86	1,71		6,613391	-5,09565	8,348808
	7957,00	6810,60	480,54	30,87	-45,26	-6,27		5,707381	-5,14109	7,681472
	7958,60	6807,20	472,59	32,47	-48,66	-14,22		6,003221	-5,52733	8,160273
	7964,00	6799,10	472,13	37,87	-56,76	-14,68		7,001681	-6,44749	9,518071
	7963,00	6799,80	491,53	36,87	-56,06	4,72		6,816781	-6,36797	9,328427
	7963,00	6801,00	476,86	36,87	-54,86	-9,95		6,816781	-6,23165	9,235907
	7962,00	6800,30	470,73	35,87	-55,56	-16,08		6,631881	-6,31117	9,154929
17.12.2009	7975,50	6834,70	479,71	49,37	-21,16	-7,10		9,128031	-2,40333	9,439118
	7991,00	6839,60	476,90	64,87	-16,26	-9,91		11,99398	-1,84669	12,13531
	7993,70	6847,80	476,90	67,57	-8,06	-9,91		12,49321	-0,91517	12,52669
	7994,40	6857,00	476,90	68,27	1,14	-9,91		12,62264	0,129949	12,62331
	7992,20	6861,20	476,90	66,07	5,34	-9,91		12,21586	0,607069	12,23094
	7985,80	6862,30	476,90	59,67	6,44	-9,91		11,0325	0,732029	11,05676
	7977,90	6863,60	476,90	51,77	7,74	-9,91		9,571791	0,879709	9,612131
	7957,20	6868,00	485,57	31,07	12,14	-1,24		5,744361	1,379549	5,907693
	7956,00	6865,90	484,09	29,87	10,04	-2,72		5,522481	1,140989	5,639118
	7957,00	6864,10	490,89	30,87	8,24	4,08		5,707381	0,936509	5,783705
				91,07	172,64	79,83	max	16,83836	19,61235	41,30984
	Nc	Ec	hc	-196,63	-222,76	-37,02	min	-36,3574	-25,3051	0,353233

Флуктуации координат и высот двух одночастотных навигационных радиоприемников

Таким образом, максимальные флуктуации координат и высот, определенных одночастотными спутниковыми радионавигационными приемниками возникают в утренние и вечерние часы в момент перехода день-ночь и достигают нескольких десятков метров по высоте и в суточном ходе погрешностей широты, долготы ≈ 100–200 метров.

Выводы. Результаты работы можно использовать для совершенствования алгоритмов обработки навигационной информации и результатов измерений в одночастотных и двухчастотных радиоприемников спутниковых навигационных систем с целью повышения точности определения координат.

Список литературы

1. Глобальная спутниковая радионавигационная система GLONASS / под ред. В.Н. Харисова, А.И. Перова, В.А. Болдина. М.: ИПРЖР, 1998. 400 с.

2. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.

3. Klobuchar J.A. Ionospheric time-delay algorithm for singlefrequency GPS users // IEEE Transaction on Aerospace and Electronics System. 986. EAS 23(3). P. 325–331.

МЕТОД ОБРАБОТКИ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ РАБОЧЕЙ ЗОНЫ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

Д. С. Феоктистов¹ (научный руководитель), К. Н. Доронин²

¹Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: feoktistov-d-s@mail.ru ²Военно-инженерный институт ФГАОУ ВО СФУ 660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 13а E-mail: doronin96@outlook.com

Предложен метод обработки метеорологической информации рабочей зоны радионавигационной системы. Приведено описание программы расчета параметров подстилающей поверхности по метеоданным станций системы.

В настоящее время спутниковые радионавигационные системы (СРНС) имеют высокую точность определения координат и предоставляют возможность выполнения навигационных измерений в любой точке Земли. Однако им присущи высокая стоимость и сложность развертывания, что прежде всего связано с затратами по развертыванию и восполнению орбитальной группировки навигационных космических аппаратов. В связи с этим наземные радионавигационные системы (РНС) по-прежнему занимают важное место среди средств навигационного обеспечения.

Основными элементами систем радионавигации являются сети взаимосвязанных между собой опорных станций (OC), располагаемых в точках с известными координатами, при этом передатчики станций, как правило, синхронизированы со шкалой всемирного времени UTC [1]. Путем обработки навигационных сигналов корабельные станции (КС) измеряют расстояние до OC, положение которых известно с большой точностью. Таким образом, зная расстояние до нескольких OC, с помощью обычных геометрических построений можно определить положение КС в рабочей зоне PHC.

Ужесточение требований к навигационным системам приводит к необходимости решения задач повышения точности и достоверности навигационной информации. Погрешность складывается из ряда составляющих, обусловленных различными факторами, одним из которых являются параметры подстилающей поверхности, которые зависят от метеоусловий.

Отклонение скорости распространения радиосигналов от стандартной, используемой в расчетах навигационной информации в РНС, приводит к погрешностям определения радионавигационных параметров (РНП) и, в конечном счете, к погрешности определения координат объектов. Данная погрешность является систематической и для её исключения может быть использован метод, предложенный в данной статье. Он основан на измерении показателя преломления атмосферы, либо таких параметров как температура, давление и влажность в рабочей зоне действия РНС (при помощи метеодатчиков, применяемых в составе каждой станции) [2].

В целях определения зависимости коэффициента преломления от погодных условий была разработана программа для расчета параметров подстилающей поверхности. В программе вводятся данные о метеорологических условиях на каждой станции (давление воздуха – в миллиметрах ртутного столба, влажность воздуха – в процентах, температура воздуха – в Кельвинах). Алгоритм программы построен на следующих суждениях.

Фазовая скорость распространения радиоволн v в среде, отличной от вакуума (в свободном пространстве), определяется как [2]:

$$v = \frac{c}{n},\tag{1}$$

где *n* – показатель преломления; *с* – скорость света в вакууме.

Для расчета показателя преломления применялась следующая формула [2]

$$n = 1 + \left[\frac{103, 49}{T} \cdot \left(p - e\right) + \frac{86, 26}{T} \cdot \left(1 + \frac{5748}{T}\right) \cdot e\right] \cdot 10^{-6} , \qquad (2)$$

где *р* и *е* – давление воздуха и водяных паров (парциальное) в мм рт. ст.; *T* – абсолютная температура воздуха в *K*.

В приведенном выражении для нахождения показателя преломления использована абсолютная влажность e. Если известна относительная влажность H, заданная в процентах, то абсолютная влажность найдется как:

$$e = \frac{H}{100} \cdot e_H \quad , \tag{3}$$

где e_H – парциальное давление насыщенных водяных паров (при влажности H = 100 %), устанавливаемое по t^o из номограммы (рис. 1).



Рис. 1. Номограмма для определения парциального давления насыщенных водяных паров

Если произвести аппромиксацию номограммы полиномом четвертой степени, позволяющей автоматические определить значение e_H для заданных значений измеренной температуры, то получим выражение вида:

$$e_{H} = 4,616 + 0,336 \cdot t + 8,356 \cdot 10^{-3} \cdot t^{2} + 2,724 \cdot 10^{-4} \cdot t^{3} + 2,821 \cdot 10^{-6} \cdot t^{4}.$$
(4)

Метеопараметры вводятся в соответствующие поля, для вычисления параметров необходимо нажать на кнопку «Вычислить», после чего программа выдает параметры подстилающей поверхности для каждой станции (рис. 2).

Секция «Устройства обработки сигналов и навигационные системы»

PACALITIAPAMETPODI	юдстилающей поверхности
C1	OC2
Давление воздуха (мм. рт. ст.):	Давление воздуха (мм. рт. ст.):
Влажность воздуха (%):	Влажность воздуха (%):
Температура воздуха (К):	Температура воздуха (К):
Показатель преломления: 0	Показатель преломления: 0
Скорость распространения: 0	Скорость распространения: 0
С3	KC1
Давление воздуха (мм. рт. ст.):	Давление воздуха (мм. рт. ст.):
Влажность воздуха (%):	Влажность воздуха (%):
Температура воздуха (К):	Температура воздуха (К):
Показатель преломления: 0	Показатель преломления: 0
Скорость распространения: 0	Скорость распространения: 0

Рис. 2. Интерфейс программы

Кроме расчета параметров подстилающей поверхности, в программе предусмотрена возможность получения графической зависимости изменения коэффициента (рис. 3).



Рис. 3. График изменения коэффициента преломления для каждой станции

Информация о метеорологической обстановке регистрируется с помощью метеостанций, расположенных на каждой станции РНС. Затем по каналу передачи данных ОС передают ее в виде информационных пакетов. После этого корабельные станции выполняют вычисления изменений параметров, тем самым делая поправки при обработке навигационных сигналов. Принцип метода проиллюстрирован на рис. 4.



Рис. 4. Принцип метода вычисления поправок

В работе [1] предложен метод измерения параметров подстилающей поверхности при помощи аппаратуры электромагнитных методов (ЭММ), основанной на применении гармонических электромагнитных полей. Принцип работы аппаратуры ЭММ состоит в том, что в исследуемой среде при помощи подключенного к антенне генератора создается гармоническое электромагнитное поле, характер распространения которого зависит от электромагнитных свойств среды. Источником поля является передающая магнитная антенна. С помощью приемной антенны, расположенной на расстоянии от передающей, измеряются последовательно во времени амплитуды вертикальной и продольной составляющих магнитного поля, а также разность их фаз.

Метод обработки метеорологической информации рабочей зоны РНС намного проще вышеописанного и не требует высоких затрат, однако при необходимости аппаратура анализа метеоданных может дополняться аппаратурой ЭММ. Комбинирование данных видов аппаратуры позволит снизить погрешность радионавигационных измерений. В предложенном варианте метода предполагается линейное изменение показателя преломления, однако вследствие неоднородности трассы распространения радиосигнала форма зависимости будет иметь более сложную форму.

Список литературы

1. Алешечкин А., Тронин О. Повышение точности определения радионавигационных параметров для систем дальней радионавигации // Вестник СибГАУ. 2015. Т. 16. № 2. (2015, г. Красноярск).

2. Алешечкин А. Обработка измерительной информации в фазовых радионавигационных системах: монография. Красноярск: СФУ, 2015. 216 с.

3. Феоктистов Д., Доронин К. Испытания алгоритмов морской радионавигационной системы «Крабик-БМ» // Материалы XX Междунар. науч. конф. «Решетневские чтения». 09–12 нояб. 2016 г. Сиб-ГАУ, Красноярск.

АППАРАТНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ЭЛЕМЕНТОВ ГНСС-ПРИЕМНИКОВ

А. В. Соколовский¹, Е. А. Веисов¹, Д. Н. Рыжков²

¹ΦГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет» 660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79 E-mail: sokolovskii_a@mail.ru E-mail: eveisov@sfu-kras.ru ²Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва» 662972, г. Железногорск, ул. Ленина, 52 E-mail: dmitriynr@yandex.ru

Рассмотрены архитектуры аппаратных вычислительных блоков для построения навигационной аппаратуры потребителя ГЛОНАСС/GPS. Приведены возможные пути повышения эффективности некоторых архитектур при реализации их на основе программируемых вентильных матриц (ПЛИС).

Навигационное оборудование в настоящие дни используется при решении множества задач, таких как обеспечение полётов гражданской и специальной авиации, судовождении, при проведении геодезических и картографических работ, в устройствах интернета вещей и беспилотных транспортных средствах. Уровень технического развития вычислительных устройств цифровой обработки сигналов на первый взгляд снимает необходимость глубокой проработки вычислительных алгоритмов, но это только на первый взгляд. Как результат расширения областей использования средств навигации появляется необходимость увеличения числа рабочих каналов, увеличения динамического диапазона обрабатываемых сигналов, а также улучшение возможностей реконфигурации устройств обработки сигналов.

Разработка аппаратной архитектуры цифровой обработки сигналов ГЛОНАСС/GPS занимает одно из приоритетных направлений развития навигационной аппаратуры потребителя. Вычислительные затраты на реализацию алгоритмов обработки навигационных сигналов в результате отражаются на стоимости конечного устройства, а также определяют дальнейшие пути развития аппаратного обеспечения.

Обработка навигационных сигналов на промежуточной частоте требует повышенных аппаратных затрат в связи с тем, что для вычислительных блоков, работающих на частотах более 100 МГц, необходима конвейеризация вычислений и комбинированное использование вычислительных алгоритмов. После понижения частоты обработки навигационного сигнала появляется возможность уменьшить аппаратные затраты за счёт использования более подходящей архитектуры.

Любой синтезируемый вычислительный алгоритм, который можно описать на языках описания аппаратуры, таких как VHDL [4] и Verilog, состоит из операций суммирования и операции сдвига регистра. Существует несколько основных архитектур сумматоров, каждая из которых имеет преимущество либо по скорости работы, либо по простоте реализации.

Простейшей архитектурой сумматора является архитектура, основанная на последовательном побитовом суммировании двоичных чисел и распространении переноса от младшего значащего бита к старшему значащему биту. Базовый вычислительный элемент данной архитектуры называется полным сумматором. Несмотря на простоту, главным недостатком данной архитектуры является линейная зависимость задержки вычисления суммы от разрядности слагаемых, поскольку на каждой итерации сложения необходимо учитывать распространение переноса [2, 3].

Другая, наиболее востребованная архитектура, отличается тем, что распространение переноса предварительно рассчитывается по так называемой схеме Манчестера (1) [2, 3]. В этой архитектуре вводятся понятия – генерация переноса и распространение переноса. Предварительный расчёт осуществляется сразу для группы бит, что пропорционально сокращает время вычисления суммы следующей группы бит.

$$g_{i} = X_{i}Y_{i}, p_{i} = X_{i}\overline{Y_{i}} + \overline{X_{i}}Y_{i},$$

$$C_{i+1} = g_{i} + p_{i}C_{in,i},$$

$$C_{i+2} = g_{i+1} + p_{i+1}g_{i} + p_{i+1}p_{i}C_{in,i},$$

$$C_{i+n} = g_{i+n-1} + \dots + p_{i+n-1}\dots p_{i+1}g_{i} + p_{i+n-1}\dots p_{i}C_{in,i}$$
(1)

Скорость вычисления суммы в данной архитектуре зависит от длины и состава битовой последовательности слагаемых, а также от длины блока предварительного расчёта переноса.

Другая эффективная архитектура сумматора основана на одновременном предварительном расчёте переноса в старший разряд для группы бит при начальном бите переноса $C_{in} = 0$ и $C_{in} = 1$, и последующим выбором активного блока на основании вычисленного значения начального бита переноса C_{in} . В отличие от архитектуры с предварительным расчётом переноса в старший разряд, в этой архитектуре расчёт переноса возможно осуществлять последовательно в элементах полных сумматоров, осуществляя суммирование битовых последовательностей на участках, до которых входное, вычисленное, значение переноса ещё не дошло. Таким образом, время расчёта суммы битовых последовательностей возможно уменьшить кратно длине выбранного интервала расчёта переноса в старший разряд.

В битовых последовательностях слагаемых бывают такие комбинации бит, которые приводят к распространению переноса сразу для группы бит, в таком случае вычисление переноса в старший разряд возможно пропустить [2,3]. Тогда сумма битовых последовательностей на ограниченном интервале будет вычисляться согласно (2). Для данной архитектуры имеет значение такой фактор, как вероятность появления группы бит, создающих распространение бита переноса.

$$S_{i,i+n} = \begin{cases} p_i = X_i \overline{Y_i} + \overline{X_i} Y_i, \\ p_{i+n} p_{i+n-1} \dots p_i = 1, \\ 0, C_{in,i} = 0, \\ 1, C_{in,i} = 1 \end{cases}$$
(2)

Обычно наилучший результат получается от совместного использования сразу нескольких архитектур. При этом, организовав конвейерное вычисление [2, 3], для такого варианта вводится ещё один важный вычислительный элемент как сумматор с сохранением переноса. Такой сумматор основан на том, что перенос в старший разряд передаётся на следующую итерацию конвейера, что позволяет избежать вычисления переноса на текущей итерации и позволяет сделать работу сумматора параллельной.

Существует несколько путей повышения эффективности описанных архитектур. Для сумматора с предварительным расчётом переноса необходимо использовать логические схемы с большим коэффициентом объединения по входу. Для сумматора с выбором бита переноса, сумматора с последовательным распространением бита переноса и для сумматора с пропуском переноса возможно итеративно использовать одну и ту же группу сумматоров для разных групп битовых последовательностей, входящих в состав слагаемых (рис. 1).

Аппаратные вычислительные блоки, работающие на частотах менее 10 МГц, значительно упрощаются за счёт выбора архитектуры сумматоров, более эффективно использующих возможности микросхемы ПЛИС.

Секция «Устройства обработки сигналов и навигационные системы»



Рис. 1. Варианты повышения эффективности архитектур сумматоров



Рис. 2. Конвейерный сумматор с предварительным расчётом переноса

При разработке вычислительных архитектур, работающих на частотах 100–200 МГц необходима конвейеризация вычислений (рис. 2) [5]. Несмотря на то, что конвейерная архитектура имеет большие накладные расходы на выравнивание задержек вычислительных блоков, её использование оправданно в таких задачах как:

- 1. кодирование/декодирование сигналов в реальном времени;
- 2. понижение/повышение рабочей частоты сигнала;
- 3. обработка широкополосных сигналов.

Для построения навигационной аппаратуры потребителя ГЛОНАСС/GPS необходимы следующие составные блоки цифровой обработки:

- 1. Схема преобразования частоты;
- 2. Коррелятор псевдослучайной последовательности;
- 3. Схема слежения за сигналом.

Схема преобразования частоты реализуется на основе конвейерного умножителя (рис. 3) и генератора литерных частот (ГЛЧ). Конвейерный умножитель способен работать на частоте > 100 МГц и выполнять вычисления за 1 такт. Также в навигационной аппаратуре потребителя ГЛОНАСС/GPS данный умножитель используется для корреляционной обработки навигационного сигнала на промежуточной частоте. После по-

нижения частоты навигационного сигнала возможно использовать умножители, работающие на частотах менее 10 МГц (рис. 4). Для таких частот обработки возможна дополнительная аппаратная оптимизация и использование асинхронных сумматоров для построения конвейерных умножителей. Кроме того современные микросхемы ПЛИС имеют в своём составе большое количество слоёв ЦОС, которые также можно использовать для реализации вычислительных блоков. Для примера конвейерная реализация комплексного умножителя, работающего на частоте более 100 МГц, занимает 25...30 тысяч триггеров, в то же время в современных микросхемах ПЛИС на это потребуется всего 3 аппаратных слоя ЦОС.



Рис. 3. Конвейерный умножитель



Рис. 4. Асинхронный конвейерный умножитель

ГЛЧ можно реализовать двумя способами. В первом способе ГЛЧ можно сделать на основе параллельной флэш-памяти. Этот способ прост в реализации и требует предварительного сохранения выборок рабочих литерных частот. Из недостатков этого способа можно выделить то, что для одного частотного канала, с частотой дискретизации 100–200 МГц требуется одна внешняя микросхема флэш-памяти. Также с такой реализацией имеется возможность работать только на фиксированных частотах, выборки которых предварительно сохранены на флэш-памяти.

Другой способ основан на CORDIC процессоре [1], работающем в режиме вращения (рис. 5). Конвейерный CORDIC процессор по аппаратным ресурсам идентичен конвейерному умножителю, в то же время позволяет получить сразу две составляющие гармонического сигнала синуса и косинуса. CORDIC процессор работает согласно выражениям (3).

$$x^{(i+1)} = x^{(i)} - d_i y^{(i)} 2^{-i},$$

$$y^{(i+1)} = y^{(i)} + d_i x^{(i)} 2^{-i},$$

$$z^{(i+1)} = z^{(i)} - d_i \tan^{-1} 2^{-i}$$
(3)

где $x = \cos(z), y = \sin(z), z$ – целевой угол; $d \in \{-1, 1\}$.



Рис. 5. Конвейерный CORDIC процессор. Режим вращения

Для ускорения вычислений промежуточные значения tan⁻¹2^{-*i*} рассчитываются предварительно и сохраняются в регистрах. На каждой итерации проверяется знак промежуточного значения угла, далее выбирается приращение угла на следующей итерации конвейера.

Поскольку данный алгоритм реализует псевдовращение, то длина вектора после вращения увеличивается с коэффициентом K = 1,64676. Для компенсации этого эффекта длина начального вектора выбирается равной 1/K = 0,60725. Конвейерная реализация позволяет вычислять значения $\sin(z)$ и $\cos(z)$ за один такт, и способна работать на частоте более 100 МГц. К достоинствам реализации ГЛЧ на CORDIC процессоре можно отнести возможность динамической реконфигурации рабочей частоты измерительного тракта, обеспечивая работоспособность для сигналов ГЛОНАСС/GPS в диапазонах L1 или L2. Также имеется возможность настройки начальной фазы ГЛЧ для аппаратного выравнивания сигналов в трактах. К недостаткам данного способа можно отнести высокую стоимость аппаратной реализации, поскольку на частотах работы блока 100–200 МГц необходимо выполнять конвейеризацию вычислений. Для реализации этого блока используются не более 10 слоя ЦОС ПЛИС, которые позволяют значительно сократить аппаратные затраты.

Список литературы

1. Daineko D. FPGA based CORDIC algorithm design // Components & Technologies (Russia). 2011. Vol. 12. P. 36–46.

2. Behrooz Parhami. Computer arithmetic: algorithms and hardware designs. 2000. P. 490. ISBN 0-19-512583-5.

3. Koren Israel. Computer arithmetic algorithms. 2002. P. 281. ISBN 1-56881-160-8.

4. 1076 IEEE Standard VHDL Langeage Reference Manual. 2002. P. 300. ISBN 0-7381-3248-9.

5. Xilinx UG1046, UlatraFast embedded Design Methodology Guide. 2015. P 231.

6. ГЛОНАСС принципы построения и функционирования. Изд. 4-е перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. 800 с. ISBN 978-5-88070-251-0.

ВРЕМЕННАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ МОДЕМА N-OFDM СИГНАЛОВ И ОЦЕНКА ПИК-ФАКТОРА

В. А. Майстренко, В. В. Майстренко

Омский государственный технический университет г. Омск, проспект Мира, 11 E-mail: vvm2004ok@mail.ru

Исследованы возможности временной синхронизации пакета данных передаваемых по каналу связи с аддитивным белым Гауссовским шумом (АБГШ) при оптимальной демодуляции сигналов N-OFDM сформированных посредством преобразования Хартли, путем оценки амплитуд принимаемых сигналов, с использованием метода Коши. Определен порог отношения сигнал/шум, при котором временная синхронизация еще возможна. Исследован пик-фактор сигнала для различного частотного разноса между поднесущими N-OFDM сигнала. В результате исследований пик-фактора N-OFDM сигнала, получена математическая зависимость начальной фазы поднесущих от частоты поднесущих. Вычисление начальной фазы для каждой поднесущей через такую зависимость, позволяет минимизировать значение пик-фактора N-OFDM сигнала. В докладе приводятся экспериментальные данные подтверждающие работоспособность модема при способе временной синхронизации предложенной авторами, путем оценки параметра BER при различных частотах разноса между поднесущими и значениях отношения сигнал/шум от 0 до 25 дБ. В ходе проведенного эксперимента, так же подтверждена возможность понижения значения пик-фактора путем вычисления начальной фазы для каждой поднесущей частоты. Эксперимент был проведен посредством моделирования в системе МАТLАВ 7 с использованием звуковой карты ПК.

Введение

Вопросы моделирования оптимального демодулятора сигналов для способа передачи данных на базе функций Хартли путем оценки вектора передаваемых амплитуд с использованием метода наименьших квадратов и метода Коши изложены в работах [1– 3, 5, 7]. Моделирование выполнялось с использованием математического пакета МАТLAB 7 и звуковой карты ПК содержащей в своей структуре 16-и разрядный ЦАП/АЦП, а так же каскады усиления сигнала. В работе показана эффективность использования предложенной авторами доклада временной синхронизации пакетов данных для N-OFDM сигналов, определен порог срабатывания отношения сигнал/шум, при котором синхронизация по времени возможна. Порог срабатывания системы временной синхронизации определялся путем исследования параметра BER по синхронизирующей последовательности, передаваемой через канал связи в эквивалентном низкочастотном диапазоне (300–3400) Гц с использованием модуляции BPSK [8].

Проведено исследование пик-фактора сигнала N-OFDM. Данное исследование позволило определить оптимальную фазово-частотную зависимость, при которой пикфактор принимает минимальное значение. Эта зависимость является квадратичной [9].

I. Описание способа оптимальной демодуляции сигналов N-OFDM

Сигнал, прошедший через канал с АБГШ, описываемый вектором отсчётов напряжения, в матричной форме можно записать в следующем виде:

$$Q = W_{BPSK}(n,l) \cdot A_n + N_{\text{III}l},\tag{1}$$

где $N_{ml} = [n_1 n_2 ... n_L]^T$ – вектор отсчетов напряжений шума; W_{BPSK} – сигнальная матрица; $A_n = [a_1 a_2 ... a_n]$ – амплитуды BPSK-сигнала; $cas_{LN}^{\ \ C}(\omega t) = \cos(\omega t) + \sin(\omega t)$ – функции Хартли, из которых состоит сигнальная матрица $W_{BPSK}(n, l)$; L – количество отсчетов BPSK-сигнала, N – количество поднесущих частот в групповом сигнале N-OFDM.

Поднесущие частоты N-OFDM сигнала с BPSK определялись следующим образом. Рассчитывался интервал ортогональности (минимальный разнос по частоте между поднесущими для случая ортогональности сигналов):

$$\Delta F = \frac{1}{L \cdot \tau},\tag{2}$$

где τ – период дискретизации сигнала с выбранной частотой дискретизации, равной $f_d = 8 \, \kappa \Gamma \mu$ и установленной в звуковой карте ПК; L – количество отсчетов на символ. Скорость передачи информации на каждой поднесущей частоте R = 200 Бит/с. Значение L определяется следующим выражением:

$$L = \frac{f_d}{R}.$$
 (3)

Значение т вычисляется по формуле:

$$\tau = \frac{1}{f_d}.$$
(4)

Для случая, когда все поднесущие частоты ортогональны, разнос по частоте равен $\Delta F = 200 \, \Gamma$ ц. Исходя из полученного интервала ортогональности ΔF , определяем значения частот поднесущих для случая их неортогонального размещения поднесущих по следующему выражению:

$$\Delta f = \frac{\varepsilon}{L \cdot \tau},\tag{5}$$

где $\varepsilon = \frac{\Delta f}{\Delta F}$ – значение коэффициента ортогональности в относительных единицах, при $\varepsilon = 1$, рассматривается случай ортогоналной расстановки поднесущих частот, при $0 < \varepsilon < 1$ – случай не ортогональной расстановки поднесущих частот.

Использовались значения ε равные 1; 0,5; 0,25; 0,1 соответственно для частот разноса между поднесущими Δf : 200 Гц, 100 Гц, 50 Гц и 20 Гц. Демодуляция сигналов в данном способе осуществляется путем решения системы уравнений (1). Критерием оптимальности демодуляции является оценивание амплитуд сигналов по одному из методов оценки неизвестного параметра. С учетом сказанного, задача оценки амплитуд сигналов будет сведена к минимизации следующего функционала:

$$X = \min \sum_{l=1}^{L} \{Q - \sum_{n=1}^{N} [a_n \cdot cas_{LN}]\}^2.$$
 (6)

Оценка амплитуд по методу Коши выполнена по алгоритму, приведенному в работах [4, 5, 7].

Запишем математическое выражение для BPSK-сигнала в его классическом понимании [8]:

$$U(t) = a \cdot \cos\left(\omega t + \varphi(t)\right),\tag{7}$$

где a – передаваемая амплитуда; $\omega = 2\pi f$ – циклическая частота сигнала; $\varphi(t)$ – начальная фаза. Перепишем формулу (7) для базиса функций Хартли, исходя из того, что функция Хартли имеет вид:

$$cas(\Phi) = \cos(\Phi) + \sin(\Phi), \qquad (8)$$

где $\Phi = \omega t + \varphi(t)$.

Перепишем формулу (7) в базисе функции Хартли:

$$U(t) = a \cdot cas(\Phi). \tag{9}$$

Запишем выражение для сигнальной матрицы:

$$W_{BPSK} = cas_{LN}(\Phi). \tag{10}$$

Запишем выражение (9) используя (10) в матричной форме:

$$Q_{LN} = W_{BPSK} \cdot A_n, \tag{11}$$

где Q_{LN} – вектор размерностью L x N, передаваемый по каналу связи с АБГШ.

В ходе эксперимента формировался вектор амплитуд, передаваемый по каналу связи при виде модуляции BPSK с использованием программного генератора случайных последовательностей с Гауссовским распределением со значениями A = {1;-1}, размерность вектора A совпадает со значением числа поднесущих N. Далее по методике, изложенной в работе [7], вычислялись оценки амплитуд сигнала на выходе демодулятора для различных уровней АБГШ и рассчитывался параметр BER, при анализе которого определялся порог срабатывания системы временной синхронизации пакетов передаваемых модемом по каналу связи. Ниже приводятся результаты экспериментальных исследований. Для проведения вычислительного эксперимента передавались 100 реализаций смеси сигнала и шума для каждого значения частоты разноса между поднесущими в спектре сигнала N-OFDM.

На рис. 1 изображена структурная схема модулятора N-OFDM основанного на вещественном преобразовании Хартли.



Рис. 1. Структурная схема модулятора N-OFDM



Рис. 2. Структурная схема демодулятора N-OFDM

На рис. 2 изображена структурная схема демодулятора с блоком временной синхронизации основанного на модифицированном методе Коши.

Формирование синхросигнала производится в блоке формирователя сигнальной матрицы модулятора модема (см. рис. 1). В демодуляторе модема осуществляется временная синхронизация принятых пакетов данных посредством двух блоков, собственно блока временной синхронизации и блока вычисления параметра BER. Блок временной синхронизации имеет обратную связь с блоком вычисления параметра BER и пороговым устройством, как это показано на рис. 2.

II. Временная синхронизация N-OFDM модема

Как известно, временная синхронизация оказывает существенное влияние на качество приема информации и помехоустойчивость системы связи в целом [8]. Во многих случаях без временной синхронизации система связи становится не работоспособной. Это связано прежде всего с наличием временной задержки сигнала, прошедшего через реальный канал связи. Система временной синхронизации производит вычисление задержки по времени сигнала прошедшего через канал связи и компенсирует такой временной сдвиг.

На рис. 3 изображена структура передаваемого кадра данных в модеме N-OFDM предложенная авторами доклада.

СП ИП1 ИП2 ИП3 ИП5 СП И

Рис. 3. Структура кадра данных N-OFDM: СП – синхропакет; ИП1–ИП5 – информационный пакет 1–5

Информационный кадр N-OFDM состоит из синхропакета, который представляет последовательность значений бит равных 1, -1, длина этого пакета совпадает с числом поднесущих частот N-OFDM. Далее следуют пять информационных пакетов составляющих информационный кадр, каждый информационный кадр обязательно начинается с синхропакета. Синхронизирующая последовательность в проведенном эксперименте была выбрана меандром. Копия не сдвинутого во времени синхросигнала хранится в блоке временной синхронизации демодулятора и точно известна на передающем и приемном конце. Принятый приемной частью модема кадр данных обрабатывается, начиная с синхропакета. В блоке временной синхронизации выполняется циклический сдвиг на один бит принятой синхропоследовательности и сравнивается с копией не сдвинутого во времени синхросигнала, далее принятый сигнал поступает на блок оценки принимаемых амплитуд по методу Коши и после оценки поступает на пороговое устройство. С порогового устройства преобразованный таким образом сигнал поступает на блок вычисления параметра BER (см. рис. 2), где производится вычисление BER и сравнение BER с пороговым уровнем, при достижении которого значение параметра BER должно быть минимально и в идеальном случае, стремящемся к нулю. Нулевое или близкое к нулю значение параметр BER принимает только в том случае, когда будет максимальна корреляция принятого синхросигнала сдвинутого во времени с копией синхросигнала хранящегося в блоке временной синхронизации. При достижении равенства нулю параметра BER, блоком временной синхронизации считывается значение измеренной таким образом временной задержки со счетчика бит, в данном случае она измеряется в количестве отсчетов на которое необходимо сдвинуть принимаемый синхросигнал для достижения максимальной корреляции с его не сдвинутой во

времени копией. После проведения измерения временной задержки, полученные ее значения используются для дальнейшей синхронизации и приема остальных пяти информационных пакетов ИП1-ИП5. Дальнейшая синхронизация пакетов ИП1-ИП5 выполняется за один цикл путем сдвига исходных ИП на уже известную величину временной задержки возникающей в канале связи.

В ходе проведенного эксперимента были оценены пороговые значения отношения сигнал/шум, при которых возможна синхронизация по времени для модема N-OFDM. В табл. 1 сведены результаты проведенного эксперимента в виде пороговых значений отношения сигнал/шум для частоты разноса между поднесущими. При фиксированной информационной скорости передачи 200 бит/с на каждой поднесущей частоте, для эквивалентного низкочастотного канала (300–3400) Гц АБГШ без кодирования, для вида модуляции BPSK.

Таблица 1

N⁰	Число поднесущих	Частотный разнос между	Пороговое отношение сигнал/шум,
	частот N	поднесущими Δf , Гц	дБ
1	16	200	10
2	31	100	14
3	62	50	18
4	155	20	23

Пороговые значения отношения сигнал/шум для временной синхронизации приведены для случая, когда оценка параметра BER для синхронизирующей последовательности принимает нулевое значение. При значении отношения сигнал/шум ниже порогового уровня параметр BER становится больше нуля и как результат происходит срыв временной синхронизации. Необходимо отметить, что для классической OFDM системы связи поднесущие частоты строго ортогональны и порог срабатывания системы символьной синхронизации равен 10 дБ, и совпадает для случая N-OFDM системы связи при ортогональном размещении поднесущих частот.

III. Исследование пик-фактора N-OFDM сигнала

Одним из существенных недостатков OFDM-сигналов является большое значение пик-фактора, который определяется как:

$$PAR = \frac{MAX(S_k^2)}{\sum_k S_k^2}.$$
(12)

В работе [9] показано, что для одной гармоники пик-фактор (ПФ) равен 3 дБ, а максимальный ПФ для суммы N-гармоник равен 2*N.

Пик-фактор определяет требования к линейности аналоговых трактов передачи и разрядности ЦАП/АЦП [11]. Очевидно, чем выше его значение, тем сложнее реализация устройств, поддерживающих данный тип сигнала. Для OFDM-сигналов $MAX(S_k^2)$ определяется, как сумма амплитуд всех используемых поднесущих, а $\sum_k S_k^2$ определяется статистическим усреднением амплитуды на тех же поднесущих. Следовательно, при большом количестве поднесущих пик-фактор может исчисляться сотнями.

Существует несколько алгоритмов для уменьшения значения пик-фактора [11]. Одним из таких алгоритмов является ограничение сигнала по уровню (Clipping), в результате чего возникают искажения в спектре сигнала, и увеличивается внеполосное излучение. Другим методом является динамическое изменение уровней модуляционных созвездий. Данный метод эффективен, но требует достаточно сложных расчетов и может применяться для созвездий до КАМ-16. Также используются итеративные методы, которые предлагают поворачивать поднесущие на случайный угол и производить оценку полученного пик-фактора, после чего, в случае, если не произошло уменьшение значения пик-фактора выносится решение о еще одном повороте созвездия. Такие методы тяжело реализуемы в системах реального времени. Еще одним методом является добавление в сигнал поднесущих, предназначенных для формирования защитного интервала. Недостатком данного метода является значительное увеличение объема вычислений, связанное с выбором амплитуды и фазы поднесущих, а также нарушение спектральной маски сигнала. Таким образом, проблема большого пик-фактора сигнала хоть и имеет решения, однако данные решения имеют ряд недостатков.

Так, в работе [9] для уменьшения пик-фактора решается задача оптимального выбора фазо-частотной характеристики (ФЧХ) канала для ЛЧМ-сигнала. В этом случае ФЧХ изменяется по квадратичному закону:

$$\varphi(k) = \frac{\pi \cdot k^2}{2 \cdot N},\tag{13}$$

где k – текущий номер поднесущей частоты OFDM сигнала; N – число поднесущих частот в спектре OFDM сигнала. Таким образом, значение начальной фазы для каждой поднесущей частоты вычисляется посредством выражения (13).

Авторами доклада был проведен эксперимент, в ходе которого был осуществлен выбор ФЧХ канала для N-OFDM. Для проведения эксперимента использовалась штатная звуковая карта ПК с 16-битными ЦАП/АЦП с частотой дискретизации 8 кГц для эквивалентного низкочастотного канала в диапазоне 300–3400 Гц без кодирования для вида модуляции BPSK с информационной скоростью передачи 200 бит/с. При реализации имитационного моделирования использовался математический пакет MATLAB 7. По каналу связи (ЦАП/АЦП, усилительные каскады) передавались пакеты данных, структура которых изображена на рис. 3, вычислялся пик-фактор N-OFDM для каждого из шести пакетов информации при нулевой начальной фазе поднесущих частот при различном частотном разносе и числе поднесущих и для случая расчета начальной фазы поднесущих по формуле (14) полученной авторами экспериментально.

$$\varphi(k) = \frac{3*\pi * k^2}{2*N}.$$
(14)

Отличие формулы (14) от (13) заключается лишь в множителе 3, но для сигнала N-OFDM именно выражение (14) является оптимальным с точки зрения понижения значения пик-фактора.

На рис. 4 изображены ФЧХ для случаев ортогонального размещения поднесущих при $\Delta f = 200 \ \Gamma \mu$ и числом поднесущих N = 16, и для случая неортогонального размещения поднесущих для $\Delta f = 100 \ \Gamma \mu$, N = 31; $\Delta f = 50 \ \Gamma \mu$, N = 62; $\Delta f = 20 \ \Gamma \mu$, N = 155.

В табл. 2 сведены результаты, полученные в ходе проведения эксперимента при исследовании пик-фактора N-OFDM сигнала для нулевой начальной фазы поднесущих и с учетом расчета значений начальной фазы для каждой поднесущей по формуле (14). Оценка пик-фактора проводилась для пяти информационных пакетов и одного синхропакета сформированного в виде меандра с амплитудой 1,–1. Информационные пакеты задавались при помощи генератора случайных значений распределенных по Гауссовскому закону в интервале {1,–1} реализованному в MATLAB 7. Пик-фактор вычислялся по формуле (12).



Рис. 4. Фазо-частотная характеристика канала N-OFDM

Таблица 2

Ν	СП	ИП1	ИП2	ИПЗ	ИП4	ИП5			
Число под- несущих	РАR, дБ, при $\varphi = 0$								
16	15,0514	9,9781	10,2729	9,7523	10,9691	9,5424			
31	17,8824	11,6109	11,4300	10,1516	11,1438	10,3292			
62	20,7973	11,4527	12,4579	13,1530	11,2064	11,5526			
155	24,8695	13,9698	13,1524	13,8157	12,4449	13,2032			
	РАR, дБ, при $\varphi(k) = \frac{3*\pi * k^2}{2*N}$								
16	9,9589	12,4304	10,7969	11,1571	11,3599	10,1327			
31	11,8173	11,6894	12,3726	11,5265	11,9194	12,1752			
62	12,1422	11,8240	12,4385	11,7182	12,9965	13,0689			
155	12,9166	13,3724	13,5333	11,6590	12,4830	13,1892			

Как видно из полученных результатов табл. 2, пик-фактор N-OFDM при передаче по каналу связи периодической последовательности синхропакета (СП) имеет величину практически равную значению $PARsp = 10 * log_{10}(2 * N)$ при значении начальной фазы $\varphi = 0$. Информационные пакеты (ИП) имеют по сути дела случайную фазу задаваемую генератором случайных значений распределенных по Гауссовскому закону, и в этом случае пик-фактор остается неизменным как при $\varphi = 0$, так и при расчете начальной фазы поднесущих по формуле (14). При больших значениях числа поднесущих пик-фактор для синхронизирующей последовательности при нулевой начальной фазе достигает очень большой величины равной 2*N. Например, для N = 155, PARsp = 2*155 = 310 или в децибелах 25 дБ. При вычислении начальной фазы для каждой поднесущей

частоты N-OFDM по формуле (14) можно получить выигрыш по пик-фактору на 12 дБ, что является уже приемлемым показателем.

Заключение

В ходе проведенного эксперимента с использованием звуковой карты ПК, авторами настоящего доклада была доказана работоспособность модема N-OFDM позволяющего повысить спектральную эффективность относительно классических модемов OFDM. Была разработана и исследована программная реализация временной синхронизации N-OFDM модема. Исследования показали, что с уменьшением частотного разноса между поднесущими N-OFDM при фиксированной скорости передачи информации пороговый уровень срабатывания системы временной синхронизации необходимо повышать в среднем на 4 дБ, как это видно из табл. 1. В результате проигрыш по энергетической эффективности составляет 4 дБ, выигрыш по спектральному уплотнению при максимальном уплотнении достигает 10 раз.

При исследовании пик-фактора N-OFDM сигнала была получена аналитическая формула (14) задающая ФЧХ канала дающая возможность уменьшения пик-фактора для случая периодического сигнала в среднем на 12 дБ для большого числа поднесущих.

Рассмотренный в докладе способ демодуляции информации может быть полезен в разработке проектов по модернизации станций радиорелейной, тропосферной, космической связи, а так же для передачи географических координат движущихся объектов в шумовом канале без замираний. Перспективным направлением дальнейших исследований является изучение особенностей применения преобразования Хартли при демодуляции сигналов с замираниями.

Список литературы

1. Слюсар В.И., Смоляр В.Г. Метод неортогональной частотной дискретной модуляции для узкополосных каналов связи // Радиоэлектроника. 2004. Вып. № 4. С. 53–59.

2. Слюсар В.И., Смоляр В.Г. Метод неортогональной частотной дискретной модуляции на основе преобразования Хартли с квадратурной амплитудной модуляцией частотных несущих // Системы обработки информации. 2008. Вып. № 2. С. 102–104.

3. Слюсар В.И., Смоляр В.Г., Уткин Ю.В. Исследование возможностей частотного уплотнения сигналов N-OFDM на основе базисных функций Хартли // Радиоэлектронные и компьютерные системы. 2006. Вып. № 6. С. 215–218.

4. Шор Я.Б. Статистические методы анализа и контроля качества и надежности. М.: Госэнергоиздат, 1962. 552 с.

5. Светлаков А.А. Традиционное и нетрадиционное оценивание неизвестных величин: учеб. пособие. Томск: ТУСУР, 2007. 522 с.

6. Майстренко В.В. Способ передачи данных в коротковолновом канале связи с неортогональной N-OFDM модуляцией сигналов на основе преобразования Хартли с квадратурной амплитудной модуляцией отдельных несущих // Сб. докладов конф. «RLNC 2010» - 2011. Воронеж: НПФ «САКВОЕЕ» ООО. С. 903–914.

7. Брейсуэлл Р. Преобразование Хартли. Теория и приложения: [пер. с англ.] / под ред. И.С. Рыжа-ка. М.: Мир, 1990. 175 с.

8. Калашников К.С., Шахтарин Б.И. Синхронизация OFDM-сигналов во временной и частотной областях // Вестник Моск. гос. техн. ун-та имени Н. Э. Баумана. Серия «Приборостроение». М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 1990. 2011. № 1. 128 с. : ил.

9. Рухлин С.Н. Вопросы формирования и применения OFDM сигналов в современных системах связи и телекоммуникаций // III Всерос. Армандовские чтения. Материалы IV Всерос. науч. конф. 2013. С. 201–207.

ИССЛЕДОВАНИЕ КРИТЕРИЕВ ДВИЖЕНИЯ В ВИДЕОСИСТЕМЕ НА ОСНОВЕ WEB-КАМЕРЫ

А. В. Сафонов, Ю. В. Морозов (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет 630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20 E-mail:alexander 1 1992@mail.ru

Настоящий доклад посвящен исследованию движения объектов в видеосистеме на основе web-камеры. Рассмотрено блочное детектирование движение. В среде Matlab разработана программа для детектирования движения, которую предполагается использовать в лабораторном практикуме по современным видеосистемам.

Системы видеонаблюдения относятся к одним из самых эффективных технических средств охраны [1].

В [2] приведены первоначальные результаты исследования движения с помощью Web-камеры в качестве основы для лабораторной работы по изучению современных видеосистем. Очевидно, что применение полнофункциональных видеосистем в лабораторных практикумах затруднительно из-за большой стоимости реального оборудования и программного обеспечения. Наиболее приемлемым вариантом набора аппаратных и программных средств для лабораторного практикума является компьютер с web-камерой и среда MATLAB, так как в настоящее время почти у всех студентов есть персональные компьютеры и web-камеры, либо ноутбуки со встроенными web-камерами. Благодаря этому студент может готовиться к занятиям дома, и данное оборудование уменьшает в разы денежные затраты

На рис. 1 приведена структурная схема лабораторной установки, которая включает в себя Web-камеру и компьютер. Поток данных с Web-камеры поступает через USBинтерфейс на компьютер с программным обеспечением, где они обрабатываются и далее поступают на монитор в виде изображения.



Рис. 1. Структурная схема установки

Лля взаимодействия с камерой используется приложение ImageAcquisitionToolbox, которое является MATLAB. Приложение частью ImageAcquisitionToolbox служит для решения проблемно-ориентированных задач захвата изображений. Данное приложение включает в себя основные функции: установление соединения с камерой, считывание параметров, управление режимом видеозахвата, считывание потока изображений. Поддерживаются следующее режимы захвата: последовательный захват, с задержкой, выбранные определенным образом кадры и т. д.

Захваченные кадры сохраняются в рабочем пространстве MATLAB в виде матриц, которые затем подвергаются математической обработке.

Также с помощью среды MATLAB можно задавать разрешение, формат сохранения, задержку начала записи, количество записанных кадров.

В настоящей работе рассматривается учебная моделирующая программа, которая позволяет выполнять эксперименты по обнаружению движения в рамках лабораторного практикума с использованием блочного детектирования. В первом блоке будет происходить установка Web-камеры. Подключение и извлечение информации о камере для дальнейшей работы с ней. В этом блоке выбирается адаптер и после его выбора получение информации обо всех устройствах, доступных через этот адаптер.

После установки камеры идет следующий блок, который служит для установления взаимодействия между камерой и программным обеспечением, разработанным в среде Matlab. Производится организация доступа к свойствам объектов видео, создание исходных видео объектов, конфигурация свойств видео объектов.

После обнаружения и установки камеры создается объект видео-ввода и присваиваются значения его свойствам.

После создания объекта видео-ввода находится опорный кадр для того чтобы далее работать с ним.

После нахождения опорного кадра следует блок нахождения массива разностных кадров для фиксации появления в кадре движущегося объекта.

После нахождения разности двух кадров идет следующий блок, где происходит блочное детектирование

В следующем блоке находится количество нулевых элементов в разностном кадре.

После нахождения количества всех восстановленных элементов идет вычисление среднеквадратического критерия, выраженного в дБ.

$$d(x, y) = 10Lg_{10} \frac{255^2 * n * m}{\sum_{i=1,j=1}^{nm} (x_{ij} - y_{ij})^2},$$

где x, y – координаты пикселей; i, j – соответственно номера строк и столбцов пикселей; n, m – соответственно количестве пикселей по горизонтали и по вертикали.

После вычисления среднеквадратического критерия, выраженного в дБ, идут два блока, которые нужны для того, чтобы определить порог, при котором будет зафиксировано движение: коэффициент сжатия и среднеквадратическое отклонение между соседними кадрами.

После нахождения коэффициента сжатия и среднеквадратического отклонения принимается решение о наличии движения или его отсутствия.

В последнем блоке просматриваются полученные кадры и видео.

Исходя из вышеперечисленных действий на рис. 2 изображена структурная схема программы для обнаружения движения, которая состоит из блоков, показывающих последовательность программы.

Моделирующая программа, выполненная по упомянутой схеме, позволяет получить ряд зависимостей, которые дают студенту представление об обработке информации при обнаружении движении и определении характера движения.

На экран компьютера будет выводиться количественная информация в текстовой и графической форме о характере движения.

Зависимость критерия d от меры интенсивности движения N приведена на рис. 3, где 0 – отсутствие движения, 1 – слабое движение, 2 – среднее движение, 3 – интенсивное движение.

Таким образом, подтверждена работоспособность моделирующей программы, осуществляющей детектирование движения. Показано, что среднеквадратический критерий убывает по мере повышения интенсивности движений. Данная программа будет принята за основу учебного лабораторного стенда по курсу «Современные видеосистемы» [2].

Современные проблемы радиоэлектроники. 2017



Рис. 2. Структурная схема программы



Рис. 3. Зависимость критерия d от меры интенсивности движения N

Блочное детектирование движения по каждой паре соседних кадров выполнялось для размера блока 3*3 пикселя. Преимущество блочного детектирования в том, что оно позволяет точнее определить наличие движения или его отсутствие. В блочном методе отслеживание движения для каждого блока производится не зависимо от соседних блоков.

Ниже приведена таблица с результатами блочного детектирования для четырех соседних блоков 3*3 пикселя.

Таблица

Тип движения	Среднеквадратический критерий, выраженный в Дб
0 – отсутствие движения	38 39 36 35
1 – слабое движение	29 28 27 28
2 – среднее движение	16 14 12 15
3 – интенсивное движение	10 9 8 10

Результаты критерия блочного детектирования размерностью 3*3 пикселя

На рис. 4 приведена зависимость среднего значения среднеквадратического критерия от интенсивности движения при блочном детектировании.

В блочном детектировании также сохраняется тенденция убывания среднеквадратического критерия по мере повышения интенсивности движения, тем самым доказана работоспособность данной программы. Имеются небольшой разброс значений критерия между соседними блоками, но они остаются в допустимой норме.



Рис. 4. Зависимость среднеквадратического критерия от интенсивности движения при блочном детектировании

Список литературы

1. Демьяновски В. ССТV. Видеонаблюдение. Цифровые и сетевые технологии. М.: Юнити – Дана, 2008. 584 с.

2. Сафонов А.В., Морозов Ю.В. Применение WEB-камеры для детектирования движения 114 с. // Сб. тр. «Современные проблемы радиоэлектроники». 2016. Сиб. федер. ун-т. 663 с.

Секция «ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ»

ВЕЙВЛЕТ-ФИЛЬТРАЦИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ СПУТНИКОВОЙ РЛС X-SAR

М. Н. Жохова, А. М. Голиков (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, ТУСУР E-mail: rts2_golikov@mail.ru

Использование спутниковой РЛС (радиолокационной станции) X-SAR для дистанционного контроля за магистральными нефтегазопроводами с использованием вейвлет-фильтрации радиолокационных изображений значительно повышает достоверность получаемых данных вне зависимости от погодных условий.

В настоящее время активно развиваются новые подходы к цифровой обработке изображений. Одним из них, является обработка изображений с использованием вейвлет. Вейвлеты – это математические функции, позволяющие анализировать различные частотные компоненты данных. Вейвлеты дают информацию об основных пространственных и частотных характеристиках изображений, в отличие от обычного преобразование Фурье, которое лишь дает информацию о частотных характеристиках изображения [1].

Алгоритм Вейвлет – обработки изображения можно свести к построению фильтров вейвлетной декомпозиции и реконструкции. В результате применения вейвлет-фильтров к изображению, получаем 4 вектора, в которые записываются коэффициенты фильтров, осуществляющих: высокочастотную и низкочастотную декомпозицию, высокочастотную и низкочастотную реконструкцию. У каждого вейвлета есть свое имя (наименование) (Haar, Doubechies, Coyflets некоторые другие). В этой работе был применен вейвлет Хаара.

1. Запускаем программу ImageJ [2].

2. Выбираем изображение которые необходимо обработать.

3. Для того чтобы произвести фрактальную обработку необходимо загрузить соответствующие плагины.

Вейвлет Хаа́ра – один из первых и наиболее простых вейвлетов. Вейвлеты Хаара ортогональны, обладают компактным носителем, хорошо локализованы в пространстве, но не являются гладкими.

Преобразование Хаара используется для сжатия входных сигналов, компрессии изображений, в основном цветных и черно-белых с плавными переходами. Данный вид фильтрации известен довольно давно и напрямую исходит из идеи использования когерентности областей. Степень сжатия задается пользователем и варьируется в пределах 5–100. При попытке задать больший коэффициент на резких границах, особенно проходящих по диагонали, проявляется «лестничный эффект» – ступеньки разной яркости размером в несколько пикселов.

Вейвлеты и обработка растровых изображений

Поскольку растровое изображения является двумерным дискретным сигналом, то к нему применимы двумерные дискретные вейвлет-преобразования. Один шаг двумерного вейвлет-преобразования выделяет одну низкочастотную и три высокочастотных компоненты исходного сигнала-изображения. Если не производить никаких дополнительных действий с этими компонентами, то по ним с помощью шага обратного вейвлет-преобразования можно полностью восстановить исходное изображение.

Секция «Инфо	рмационные сп	утниковые системы	и технологии»

File Edit Image Process Analyze	Plugins Window Help Macros Shortcuts Utilities New Compile and Run Install Ctrl+Shift+1 3D Analyze Examples	M	
	FractionalSplinesWavelets Graphics Input-Output Monogenic Wavelet Toolbox	•	FSW Demo FSW Demo Java FSW Demo Macro FSW MakeMovie
	Scripts Stacks Tools monogenicwavelettoolbox	• • •	FSW Module FSW Transform

Рис. 1. Интерфейс программы ImageJ

Wavelet Module	×
Input	QL00108.JPG cropped
	Select current image as input
1. ANALYSIS	
Filter	Orthonormal 💌
Iterations	X 1 • Y • Z 0 •
Degree	• 0.00
Shift	▲ ● 0.50
✓ Output	WT-QL00108.JPG cropped
2. PROCESSING	
	Hard threshold Threshold 30.0
Output	Proc-QL00108.JPG cropped
3. SYNTHESIS	
Output	Reconst-QL00108.JPG cropped
CI	ose Run step: Analysis Run all steps

Рис. 2. Интерфейс вейвлет плагина в программе ImageJ



Рассмотрим на примере применение вейвлет-преобразований.

Рис. 3. Исходное изображение поверхности земли, сделанное системой X-SAR

В интерфейсе плагина устанавливаем параметры и производим фильтрацию изображения (рис. 4–6).



Рис. 4. Первый шаг прямого вейвлет-преобразования (Преобразование Хаара)

Секция «Информационные спутниковые системы и технологии»



Рис. 5. Второй шаг прямого вейвлет-преобразования (Преобразование Хаара)



Рис. 6. Реконструкция прямого вейвлет-преобразования. (Преобразование Хаара)

С помощью вейвлет-обработки было получено изображение с увеличенной контрастностью, что позволяет рассмотреть рельеф поверхности зондированной с помощью системы X-SAR. Использование вейвлет-обработки позволяет не только исследовать изображение, но и повысить качество детализации увеличением контрастности. Также с помощью программы ImageJ можно провести исследование изображение удаленно имея только лишь компьютер с доступом к интернету, так как данное приложение доступно в сети и поддерживается современными браузерами.

Список литературы

1. Кашкин В.Б., Сухинин А.И. Дистанционное зондирование Земли из космоса. Цифровая обработка изображений. М.: Логос, 2001. 264 с.

2. Конюхов А.Л. Руководство к использованию программного комплекса ImageJ для обработки изображений: учеб. метод. пособие. Томск: кафедра ТУ, ТУСУР, 2012. 105 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ВОЗДУШНОЙ ЦЕЛИ В СПУТНИКОВОЙ-ПСЕВДОСПУТНИКОВОЙ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ СИСТЕМЕ НАБЛЮДЕНИЯ

Е. А. Дьяконов, В. В. Кирюшкин (научный руководитель)

ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» г. Воронеж E-mail: kiryushkin.vlad@mail.ru

Проведено исследование точности определения координат воздушной цели в многопозиционной системе наблюдения, использующей для подсвета воздушных целей сигналы навигационных спутников глобальной навигационной спутниковой системы и сигналы псевдоспутников.

В многопозиционной системе наблюдения (рис. 1), использующей для подсвета воздушных целей сигналы навигационных спутников глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС) С*j* (*j* = 1, 2, ..., *N*, где $N \ge 4$) с координатами (x_j, y_j, z_j) и сигналы псевдоспутников ПС*i* (*i* = 1, 2, ..., *M*) с координатами ($x_i^{nC}, y_i^{nC}, z_i^{nC}$) [1] в наземном приемнике П с известными координатами ($x_{\Pi}, y_{\Pi}, z_{\Pi}$) наряду с навигационными сигналами прямого распространения принимаются сигналы, рассеянные воздушной целью Ц с неизвестными координатами (x, y, z), находящейся в зоне действия многопозиционной системы наблюдения [1, 2].



Рис. 1. Многопозиционная система наблюдения «навигационные спутники/псевдоспутники – воздушная цель – наземный приемник»

Навигационные сигналы, рассеянные воздушной целью, выделяют на фоне навигационных сигналов прямого распространения одним из оценочно-корреляционно-компенсационных методов [2]. По рассеянным сигналам осуществляется измерение дальностей $r_j^{\rm P}$ вдоль пути распространения «*j*-й навигационный спутник – воздушная цель – наземный приемник»

$$r_j^{\rm S} = r_j + r_0 + \mathcal{E} \,, \tag{1}$$

где $r_j = \left[(x_j - x)^2 + (y_j - y)^2 + (z_j - z)^2 \right]^{1/2}$ – дальность пути «*j*-й навигационный спутник – воздушная цель»; $r_0 = \left[(x_{II} - x)^2 + (y_{II} - y)^2 + (z_{II} - z)^2 \right]^{1/2}$ – дальность пути «воздушная цель – наземный приемник»; ε – случайная погрешность измерения дальности, и измерение дальностей r_i^{PS} вдоль пути распространения «*i*-й псевдоспутник – воздушная цель – наземный приемник»

$$r_i^{\rm PS} = r_i^{\Pi C} + r_0 + \varepsilon , \qquad (2)$$

где $r_i^{\Pi C} = \left[(x_i^{\Pi C} - x)^2 + (y_i^{\Pi C} - y)^2 + (z_i^{\Pi C} - z)^2 \right]^{1/2}$ – дальность пути «*i*-й псевдоспутник – воздушная цель».

В канале вторичной обработки приемника на основе измеренных дальностей r_j^{s} и r_j^{ps} с использованием разностно-дальномерного метода и метода наименьших квадратов определяются неизвестные координаты воздушной цели. Для этого одно из измерений, например измерение для 1-го спутника, выбирается в качестве опорного и вычитается из измерений сигналов всех остальных спутников и псевдоспутников.

Тогда для *N* спутников, для которых выполняется условие просветной радиолокации (значение бистатического угла лежит в пределах $\beta = 130 - 180^{\circ}$ [1], см. рис. 1), получают систему из *N*-1 уравнений

$$\Delta r_{j1}^{s} = r_{j}^{s} - r_{1}^{s} + \varepsilon, \qquad (3)$$

где j=2, 3, ..., N – номер спутника; Δr_{j1}^{P} – разность измеренных дальностей от цели до j-го и до 1-го навигационных спутников.

Соответственно для *М* псевдоспутников, для которых выполняется условие просветной радиолокации, получают систему из *М* уравнений

$$\Delta r_{i1}^{PS} = r_i^{PS} - r_1^S + \varepsilon, \qquad (4)$$

где i = 1, 2, ..., M – номер псевдоспутника; Δr_{i1}^{PS} – разность измеренных дальностей от цели до *i*-го псевдоспутника и до 1-го навигационного спутника.

Для решения полученной системы нелинейных уравнений воспользуемся итерационным методом наименьших квадратов [3], для чего запишем системы нелинейных уравнений (3) и (4) в обобщенном виде

$$\mathbf{R}_{s} = \mathbf{R}_{s}(\mathbf{q}, \mathbf{Q}_{s}), \tag{5}$$

$$\mathbf{R}_{PS} = \mathbf{R}_{PS}(\mathbf{q}, \mathbf{Q}_{PS}), \tag{6}$$

где \mathbf{R}_{s} – (*N*-1)-мерный вектор измерений разностей дальностей до спутников; \mathbf{R}_{PS} – *М*-мерный вектор измерений разностей дальностей до псевдоспутников; $\mathbf{q} = \begin{bmatrix} x & y & z \end{bmatrix}^{T}$ – вектор истинных координат воздушной цели; \mathbf{Q}_{S} – матрица координат навигационных спутников; \mathbf{Q}_{PS} – матрица координат псевдоспутников.

Результирующий (*N*+*M*-1)-мерный вектор **R** измерений разностей дальностей определяется как

$$\mathbf{R} = \left[\mathbf{R}_{S}\mathbf{R}_{PS}\right]^{T},\tag{7}$$

а результирующее уравнение измерений в матричном виде запишется

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}(\mathbf{q}, \mathbf{Q}), \tag{8}$$

где $\mathbf{Q} = [\mathbf{Q}_{S}\mathbf{Q}_{PS}]^{T}$ – общая матрица координат навигационных маяков (спутников и псевдоспутников).

Решение уравнения (8) представляет собой процесс многократной (итерационной) обработки результатов навигационных измерений [3]:

$$\hat{\mathbf{q}}_{k} = \hat{\mathbf{q}}_{k-1} + \left(\mathbf{C}_{k-1}^{T} \mathbf{P} \mathbf{C}_{k-1}\right)^{-1} \mathbf{C}_{k-1}^{T} \mathbf{P} \delta \mathbf{R}_{k-1}, \qquad (9)$$

где $\hat{\mathbf{q}}_{k-1} = (\hat{x}_{k-1}, \hat{y}_{k-1}, \hat{z}_{k-1})^T$ – оценка вектора координат цели на *k*-1 итерации вычислений; $\delta \mathbf{R}_{k-1} = \mathbf{R} - \hat{\mathbf{R}}_{k-1}$ – вектор разностей (невязок) измеренных **R** и рассчитанных на *k*-1 итерации $\hat{\mathbf{R}}_{k-1}$ разностей дальностей; \mathbf{C}_{k-1} – матрица наблюдений; **P** – матрица, обратная корреляционной матрице погрешностей измерений дальностей.

Для бистатических разностно-дальномерных измерений элементы вектора невязок $\delta \mathbf{R}_{k-1}$ будут вычисляться по формулам (10) – для *j*-го спутника и (11) – для *i*-го псевдоспутника:

$$\delta\left(\Delta r_{j1,k-1}^{S}\right) = \Delta r_{j1}^{S} - \hat{r}_{j,k-1}^{S} + \hat{r}_{1,k-1}^{S}, \qquad (10)$$

$$\delta\left(\Delta r_{j1,k-1}^{PS}\right) = \Delta r_{j1}^{PS} - \hat{r}_{j,k-1}^{PS} + \hat{r}_{1,k-1}^{S}, \qquad (11)$$

где

$$\hat{r}_{j,k-1}^{S} = \left[\left(x_{j} - \hat{x}_{k-1} \right)^{2} + \left(y_{j} - \hat{y}_{k-1} \right)^{2} + \left(z_{j} - \hat{z}_{k-1} \right)^{2} \right]^{1/2},$$
(12)

$$\hat{r}_{1,k-1}^{S} = \left[\left(x_{1} - \hat{x}_{k-1} \right)^{2} + \left(y_{1} - \hat{y}_{k-1} \right)^{2} + \left(z_{1} - \hat{z}_{k-1} \right)^{2} \right]^{1/2},$$
(13)

$$\hat{r}_{i,k-1}^{PS} = \left[\left(x_i^{\Pi C} - \hat{x}_{k-1} \right)^2 + \left(y_i^{\Pi C} - \hat{y}_{k-1} \right)^2 + \left(z_i^{\Pi C} - \hat{z}_{k-1} \right)^2 \right]^{1/2}.$$
(14)

Матрица наблюдений C_{k-1} имеет размерность (*N*+*M*-1)х3 и определяется следующим образом:

$$\mathbf{C}_{k-1} = \left[\mathbf{C}_{21,k-1}^{S} \dots \mathbf{C}_{j1,k-1}^{S} \dots \mathbf{C}_{N1,k-1}^{S} \dots \mathbf{C}_{(N+i)1,k-1}^{PS} \dots \mathbf{C}_{(N+M)1,k-1}^{PS}\right]^{T}$$
(15)

$$\mathbf{C}_{j1,k-1}^{s} = \left[\left(\cos \alpha_{j}^{s} - \cos \alpha_{1}^{s} \right) \left(\cos \beta_{j}^{s} - \cos \beta_{1}^{s} \right) \left(\cos \gamma_{j}^{s} - \cos \gamma_{1}^{s} \right) \right], \tag{16}$$

$$\cos \alpha_{j}^{S} = \frac{x_{j} - \hat{x}_{k-1}}{\hat{r}_{j,k-1}^{S}}; \ \cos \beta_{j}^{S} = \frac{y_{j} - \hat{y}_{k-1}}{\hat{r}_{j,k-1}^{S}}; \ \cos \gamma_{j}^{S} = \frac{z_{j} - \hat{z}_{k-1}}{\hat{r}_{j,k-1}^{S}}, \tag{17}$$

$$\cos\alpha_{1}^{S} = \frac{x_{1} - \hat{x}_{k-1}}{\hat{r}_{j,k-1}^{S}}; \ \cos\beta_{1}^{S} = \frac{y_{1} - \hat{y}_{k-1}}{\hat{r}_{j,k-1}^{S}}; \ \cos\gamma_{1}^{S} = \frac{z_{1} - \hat{z}_{k-1}}{\hat{r}_{j,k-1}^{S}}, \tag{18}$$

$$\mathbf{C}_{(N+i)\mathbf{1},k-1}^{PS} = \left[\left(\cos \alpha_i^{PS} - \cos \alpha_1^{S} \right) \quad \left(\cos \beta_i^{PS} - \cos \beta_1^{S} \right) \quad \left(\cos \gamma_i^{PS} - \cos \gamma_1^{S} \right) \right], \tag{19}$$

$$\cos\alpha_{i}^{PS} = \frac{x_{i}^{\Pi C} - \hat{x}_{k-1}}{\hat{r}_{i,k-1}^{PS}}; \ \cos\beta_{i}^{PS} = \frac{y_{i}^{\Pi C} - \hat{y}_{k-1}}{\hat{r}_{i,k-1}^{PS}}; \ \cos\gamma_{i}^{PS} = \frac{z_{i}^{\Pi C} - \hat{z}_{k-1}}{\hat{r}_{i,k-1}^{PS}}.$$
 (20)

Точность оценки вектора $\hat{\mathbf{q}}$ координат воздушной цели определяется корреляционной матрицей погрешностей [3]

$$\mathbf{K}_{q} = \left(\mathbf{C}_{k-1}^{T} \mathbf{P} \mathbf{C}_{k-1}\right)^{-1}.$$
(21)

Описанный алгоритм реализован в среде программирования МАТLAB. Исследование проводилось для истинной траектории воздушной цели, сформированной в среде авиасимулятора FlightGear и показанной на рис. 2 сплошной кривой. Жирным треугольником на рис. 2 обозначен наземный приемник, а звездочками – псевдоспутники. Среднеквадратическое отклонение (СКО) ошибки разностно-дальномерных измерений было выбрано $\sigma_{\varepsilon} = 5$ м и считалось постоянным на протяжении всего сеанса измерений.

Результаты проведенного численного эксперимента показаны на рис. З в виде временной зависимости абсолютной радиальной погрешности формируемой оценки координат $\Delta R = \left[\Delta x^2 + \Delta y^2 + \Delta z^2\right]^{1/2}$ и СКО формируемой оценки $2\sigma_R$ (жирная линия), где $\Delta x = \hat{x} - x$, $\Delta y = \hat{y} - y$, $\Delta z = \hat{z} - z$, $\sigma_R = \left[\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2\right]^{1/2}$, $\sigma_x^2, \sigma_y^2, \sigma_z^2$ – элементы формируемой корреляционной матрицы \mathbf{K}_q погрешностей.

Аналогичные зависимости, полученные без использования псевдоспутников, показаны на рис. 4. Анализ рис. 3–4 показывает, что использование сигналов псевдоспутников дополнительно с сигналами спутников позволяет в 8–10 раз уменьшить пиковую и в 2–3 раза среднюю погрешность измерения координат воздушной цели.



Рис. 2. Геометрия численного эксперимента



Рис. 3. Временная зависимость радиальной погрешности оценки местоположения воздушной цели с использованием псевдоспутников



Рис. 4. Временная зависимость радиальной погрешности оценки местоположения воздушной цели без использования псевдоспутников



Рис. 5. Зоны действия многопозиционной системы наблюдения: *a* – без использования сигналов псевдоспутников; *б* – с использованием сигналов псевдоспутников

Для оценки зоны действия полученной системы наблюдения было зафиксировано время эксперимента $t_0 = 2000$ с и высота полета цели h = 2000 м. Изменяя азимут ϕ и угол места θ наблюдения цели из места положения наземного приемника и определяя истинные координаты цели (x, y, z) как точку пересечения «луча диаграммы направленности антенны» с плоскостью на высоте h, для каждого значения азимута ϕ было получено значение минимального угла места θ , при котором выполняются бистатические условия наблюдения и возможна оценка координат цели предложенным способом. Полученные зоны действия показаны на рис. 5. Видно, что использование псевдоспутников позволяет расширить зону действия многопозиционной системы наблюдения практически до полусферы.

Список литературы

1. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. М.: Радио и связь, 1993. 416 с.

2. Способ обнаружения и оценки радионавигационных параметров сигнала космической системы навигации, рассеянного воздушной целью, и устройство его реализации / В.В. Кирюшкин, Д.А. Черепанов, А.А. Дисенов, С.С. Ткаченко // Заявка №2014101847 (002722) от 21.01.2014 г. Патент № 2591052 от 17.06.2016.

3. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / В.С. Шабшеевич, П.П. Дмитриев, Н.В. Иванцевич и др.; под ред. П.П. Дмитриева и В.С. Шабшеевича. М.: Радио и связь, 1982. 272 с.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ИМИТАТОРОВ СОЛНЕЧНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ДЛЯ ТЕРМОВАКУУМНЫХ ИСПЫТАНИЙ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

Р. О. Асланян^{1,2}, Д. И. Анисимов^{1,2}, И. А. Марченко¹, В. И. Пантелеев² (научный руководитель)

¹Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва» 662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52 ²ΦГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет» 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: roksana_a@list.ru

Целью данной статьи является анализ отечественных имитаторов солнечного излучения для дальнейшего совершенствования, направленного на улучшение качества термовакуумных испытаний.

Было проведено сравнительное описание трех образцов имитаторов солнечного излучения по четырем ключевым параметрам.

Одной из актуальных проблем в области освоения космического пространства является адекватное моделирование условий космического полета для испытаний космических аппаратов (КА) на Земле [1]. Важным фактором термовакуумных испытаний является имитация солнечного излучения. Целью данной статьи является анализ некоторых существующих имитаторов солнечного излучения (ИСИ) для выбора оптимальной базовой конструкции, для дальнейшего совершенствования, направленного на снижение энергозатратности эксплуатации имитатора солнечного излучения для испытаний КА и улучшения качества термовакуумных испытаний (ТВИ).

Имитатор солнечного излучения предназначен для имитации прямого солнечного излучения, действующего при орбитальном функционировании на КА. Имитируются следующие характеристики излучения: удельная мощность падающего теплового потока, равномерность облучения, параллельность лучей, спектральный состав по длинам волн [2].

Требования к ИСИ для околоземной орбиты:

- удельная тепловая мощность падающего теплового потока 1340-1440 Вт/м²;
- равномерность облучения до ±15 %;
- непараллельность лучей до 4 угловых градусов;

– спектральный диапазон имитируемого солнечного потока близкий к диапазону солнечного излучения (200 нм $\leq \lambda \leq$ 2000 нм).

ИСИ состоят из оптических систем (зеркал, линз), источников излучения (дуговых или высокочастотных ксеноновых ламп), систем управления и замера параметров. Эти элементы могут применяться в различных сочетаниях между собой, а также сочетаться с различными источниками излучения [3].

Общая схема имитатора солнечного излучения показана на рис. 1.



Рис. 1. Общая схема ИСИ: 1 – источник излучения; 2 – конденсатор; 3 – корректирующий светофильтр; 4 – регулируемая апертура; 5 – линза

В данной работе представлено сравнительное описание трех ИСИ, по четырем ключевым параметрам.

Для анализа выбраны ИСИ применяемые в термобарокамерах АО «ИСС им. академика М.Ф. Решетнева» (Железногорск) и ИС-500 – в испытательном центре Роскосмоса НИЦ РКП (пос. Пересвет, Моск. обл.).

ТБК-120, ГВУ-600 и ВК 600/300 - полноразмерные испытательные криокамеры, оснащенные ИСИ и предназначенные для проведения ТВИ крупногабаритных изделий.

На основе сравнения проведем анализ и выявим достоинства и недостатки каждого имитатора. В таблице приведены значения этих параметров для характеристик ИСИ.

Рассмотрим некоторые ИСИ по следующим параметрам:

- источник излучения – определяет спектральный диапазон ИСИ и его близость к спектру излучения Солнца. Основная часть энергии электромагнитного излучения Солнца, непосредственно влияющая на освещенность и тепловой режим КА, заключена в интервале 0,3...2,5 мкм.

- площадь облучаемой поверхности – определяет возможность применения имитатора излучения для испытаний КА различного размера.

- неоднородность уровней плотностей падающего потока излучения — не должна превышать ± 15 %, так как в условиях космоса излучение, испускаемое Солнцем, имеет высокую степень однородности потока.

- максимальная интенсивность солнечного излучения – удельная тепловая мощность на уровне 1340–1440 Вт/м².

Сравнительный анализ ИСИ.

Для сравнительного анализа были выбраны следующие модели ИСИ и присвоены соответствующие номера:

ИСИ ТБК-120 – № 1;

ИСИ ГВУ-600 – № 2;

ИС-500 ВК 600/300 – № 3.

В рассматриваемых имитаторах в качестве источника света используются ксеноновые лампы. Для имитаторов солнечного излучения важны такие характеристики ксеноновых ламп как мощность и идентичность спектрального состава излучения солнечному. Спектр ксеноновой лампы приблизительно равномерный по всей области видимого света, близкий к дневному свету. Излучение чистого ксенона в процессе электрического газового разряда при сверхвысоком давлении имеет спектральное распределение с цветовой температурой около 6000 К, наиболее совпадающее с распределением солнечного излучения. При этом размеры излучающей поверхности при очень высокой яркости небольшие, что позволяет рассматривать их как точечные источники излучения и, соответственно, с большей точностью проектировать оптические системы. Но негативным моментом, если посмотреть на спектр является отличие излучения по спектральному составу от солнечного в области длин волн 800; 1050 нм, где наблюдаются значительные выбросы энергии, более чем в два раза превышающей величину энергии излучения Солнца, в этой полосе спектра. В этом интервале содержится приблизительно 15 % от интегральной энергии излучения Солнца, а у ксеноновой лампы – более 30 % от общей энергии излучения.

Одним из важных параметров ИСИ является площадь облучаемой поверхности с равномерной плотностью излучения. Имитатор № 3 имеет наибольший размер светового пятна, что позволяет проводить испытания более крупногабаритных КА и их узлов, чем имитаторы № 1 и № 2.

Критерий равномерности плотности падающего потока энергии имитатора солнечного излучения является ключевым при определении эффективной площади облу-

чаемой поверхности, которая может быть использована для испытаний солнечных элементов и их модулей.

Наибольшую максимальную интенсивность солнечного излучения имеют ИСИ № 1 и № 2.

Анализируя все вышерассмотренные параметры имитаторов в комплексе, можем сделать вывод, что все рассматриваемые ИСИ удовлетворяют предъявляемым требованиям. Имитатор № 3 имеет наибольший размер светового пятна, а имитаторы № 1 и № 2 наибольшую максимальную интенсивность солнечного излучения.

Таблица

		Площадь облучаемой	Неоднородность	Максимальная
Имитатор	Источник	поверхности, м	уровней плотностей	интенсивность
	излучения	Максимальный	падающего потока	солнечного
		диаметр пятна ИСИ	излучения, %,	излучения
1. ИСИ	Газоразрядные	$\gamma_{v}\gamma$	<10	1600
ТБК-120	ксеноновые лампы		<10	1000
2. ИСИ	Газоразрядные	Av.A	<10	1600
ГВУ-600	ксеноновые лампы	484	<10	1000
3. ИС-500	Газоразрядные	3.28	<10	1500
	ксеноновые лампы	JXO	<10	1300

Заключение. В статье были рассмотрены три образца современных ИСИ. Проведен анализ этих установок по 4 ключевым параметрам, сделаны выводы о достоинствах и недостатках каждого имитатора.

Список литературы

1. Андрейчук О.Б., Малахов Н.Н. Тепловые испытания космических аппаратов. М.: Машиностроение, 1982. 107 с.

2. Крат С.А., Филатов А.А., Христич В.В. Тепловакуумные испытания космического аппарата: опыт создания имитатора солнечного излучения на основе современных газоразрядных ламп высокого давления // Вестник СибГАУ. Красноярск, 2010. № 2 (28). С. 73.

3. Тельный А.А. Имитация солнечного излучения в лабораторных условиях. ОМП. 1976. № 5. С. 43-46.

Сравнительная характеристика ИСИ
ФРАКТАЛЬНОЕ СЖАТИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ СПУТНИКОВОЙ РЛС X-SAR

А. Ф. Богданов, А. М. Голиков (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, ТУСУР E-mail: rts2_golikov@mail.ru

Использование сжатия с потерями предоставляет возможность за счет потерь регулировать качество изображений. Коэффициенты сжатия у фрактальных алгоритмов варьируются в пределах 2–2000 раз. Во фрактальном сжатии используется принципиально новая идея – не близость цветов в локальной области, а подобие разных по размеру областей изображения. В докладе разработан программный комплекс для фрактального сжатия изображений, проведено сжатие изображений спутниковой РЛС X-SAR. При сжатии 1000 изображений общим размером 110 Мб после сжатия размер этих изображений составил 9 Мб.

Фрактал (лат. fractus – дроблёный, сломанный, разбитый) – геометрическая фигура, обладающая свойством самоподобия, то есть составленная из нескольких частей, каждая из которых подобна всей фигуре целиком. В математике под фракталами понимают множества точек в евклидовом пространстве, имеющие дробную метрическую размерность (в смысле Минковского или Хаусдорфа), либо метрическую размерность, отличную от топологической [1]. Слово «фрактал» может употребляться не только как математический термин. Фракталом в прессе и научно-популярной литературе могут называть фигуры, обладающие какими-либо из перечисленных ниже свойств: Обладает нетривиальной структурой на всех масштабах. В этом отличие от регулярных фигур (таких, как окружность, эллипс, график гладкой функции): если мы рассмотрим небольшой фрагмент регулярной фигуры в очень крупном масштабе, он будет похож на фрагмент прямой. Для фрактала увеличение масштаба не ведёт к упрощению структуры, на всех шкалах мы увидим одинаково сложную картину.

Фракталы, особенно на плоскости, популярны благодаря сочетанию красоты с простотой построения при помощи компьютера. Первые примеры самоподобных множеств с необычными свойствами появились в XIX веке (например, множество Кантора). Термин «фрактал» был введён Бенуа Мандельбротом в 1975 году и получил широкую популярность с выходом в 1977 году его книги «Фрактальная геометрия природы».



Рис. 1. Алгоритм фрактального сжатия

Разработанный авторами программный комплекс выполняет фрактальное сжатие/распаковку изображений с помощью классического алгоритма [2].

В него можно загружать любые изображения, но размер должен быть не более 512х512 пикселей. Программа будет автоматически убирать цвет изображений [3].

Эти ограничения введены для того, чтобы существенно сократить время сжатия изображений на базе фрактального алгоритма.

Основные характеристики:

- Сжатие и декодирование изображений формата .bmp;

- Просмотр полученного результата;

– Просмотр размер полученного изображения.

В программе доступны для изменения два следующих пункта: смещение домена и размер региона.

Смещение домена определяет шаг поиска участка в доменном изображении. Чем больше шаг, тем быстрее выполняется поиск, но при этом могут быть пропущены важные детали изображения.

Размер региона определяет размер области, на которое разбивается исходное изображение. При сжатии для каждой области осуществляется поиск подходящего домена с учетом трансформации. Чем больше размер региона, тем хуже качество и при этом уменьшается размер IFS-изображения.

Результаты сжатия изображений со спутника X-SAR представлены на рис. 2 и 3 первоначальное изображение со спутника размером 435 Кб и разрешением 473х314 пикселей.



Рис. 2. Первоначальное изображение

На рис. 3 представлено это же изображение после обработки, при параметре смещение домена, равном 1, и размер региона, равном 8, время, потраченное на сжатие, – 703 с, размер файла – 11,4 Кб, коэффициент сжатия – 38.

Секция «Информационные спутниковые системы и технологии»



Рис. 3. Обработанное изображение



Рис. 4. График зависимости времени сжатия (сек) по оси ординат от параметра «смещение домена» по оси абсцисс



Рис. 6. График зависимости времени сжатия по оси ординат от параметра «размер региона» по оси абсцисс



Рис. 7. График зависимости размера изображения (в КБайт) от параметра «размер региона»

Максимально достигнутый коэффициент сжатия равен 143, размер изображения уменьшился с 435 Кб до 3,04 Кб.



Рис. 8. Зависимость размера изображения (по оси ординат), от коэффициента сжатия (по оси абсцисс)

Из представленных выше графиков можно сделать вывод, что чем больше изображение, тем больше время сжатия, чем больше параметр «смещение домена», тем меньше время сжатия, чем меньше параметр «размер региона», тем больше время сжатия, чем меньше параметр «размер региона», тем больше размер изображения.

Далее, было обработано 50 изображений с заданными параметрами смещение домена = 2 и размер региона = 8. Параметры выбраны, исходя из того, что бы качество изображения было приемлемым и при декодировании были наименьшие потери. Средний коэффициент сжатия составил 12.279 (в процентах сжатие составляет 91.26 %).

Ниже на рис. 9 представлены изображения до и после сжатия.



Рис. 9. Исходное и сжатое изображения

В среднем при сжатии 50 изображений общим размером 4474 Кб после сжатия размер этих изображений составил 370 Кб. При сжатии 1000 изображений общим размером 110 Мб после сжатия размер этих изображений составил 9 Мб.

Использование сжатия с потерями предоставляет возможность за счет потерь регулировать качество изображений. Коэффициенты сжатия у фрактальных алгоритмов варьируются в пределах 2–2000 раз. Причем большие коэффициенты достигаются на реальных изображениях. Кроме того, при разархивации изображение можно масштабировать. Уникальная особенность этого алгоритма заключается в том, что увеличенное изображение не дробится на квадраты. Основная сложность фрактального сжатия заключается в том, что для нахождения соответствующих доменных блоков требуется полный перебор. Поскольку при этом каждый раз должны сравниваться два массива, данная операция получается достаточно длительной. Сравнительно простым преобразованием её можно свести к операции скалярного произведения двух массивов, однако даже вычисление скалярного произведения требует довольно большого времени. При увеличении параметра «размер региона», отвечающего за размер области, на которое разбивается исходное изображение, происходят большие потери качества изображения, но достигается большой коэффициент сжатия.

Недостатком фрактального алгоритма является потребность в больших вычислительных мощностях при архивации.

Список литературы

1. Ватолин Д., Смирнов М. Методы сжатия данных: Сжатие изображений // http://www.compression.ru/book/part2/part2_3.htm

2. Уэлстид С. Фракталы и вейвлеты для сжатия изображений в действии. М.: Изд-во ТРИУМФ, 2003. 360 с.

3. Шарабайко М. Реализация алгоритма фрактального сжатия для цветных изображений // http://www.fic.bos.ru/solutions/FractalCodecYV24.php

АЛГОРИТМ АДАПТАЦИИ СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ К ПОМЕХАМ

А. В. Черноусов, Ю. Г. Выгонский, А. В. Кузовников

Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва» 662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52 e-mail: avchernousov@iss-reshetnev.com

Описывается алгоритм адаптации системы связи к искусственным узкополосным и широкополосным помехам. По результатам компьютерного моделирования подтверждена эффективность предложенного алгоритма адаптации системы связи при присутствии искусственной узкополосной и широкополосной помех.

Одним из методов повышения эффективности функционирования спутниковых систем связи является применение механизма адаптации к изменяющемуся уровню помех [1] с целью обеспечения гарантированной безошибочной обработки принятой информации. Одним из способов реализации данного метода является применение вейвлет-модулированных широкополосных сигналов (ВМ ШПС) [2].

Под адаптивной системой связи понимают совокупность алгоритмов функционирования приемных и передающих устройств, способных в зависимости от внешней помеховой обстановки изменять параметры составных частей системы таким образом, чтобы обеспечить надежную связь. Принцип работы адаптивной системы связи схематично представлен на рис. 1. Отправитель передает информационное сообщение по каналу связи. В канале связи переданный сигнал претерпевает изменения из-за наличия случайных или искусственных помех, после чего поступает на вход приемника. После обработки в приемнике, информационное сообщение доставляется получателю.



Рис. 1. Общая структурная схема адаптивной система связи

Отличительной особенностью адаптивной системы связи является использование механизма обратной связи (OC). ОС необходима для обеспечения адаптации системы связи к искусственным помехам путем изменения параметров передающего и приемного оборудования. Данные, полученные в результате обработки принятого сигнала в приемнике, поступают в решающее устройство (РУ) для последующего анализа с целью определения оптимальных параметров составных частей системы связи.

Механизм адаптации основан на возможности анализа полученных данных в РУ и выборе оптимальных значений параметров составных частей системы. Алгоритм адаптации представлен на рис. 2.

Условно, алгоритм работы РУ можно разделить на 3 этапа:

- 1. Первоначальный анализ принятого сообщения.
- 2. Адаптация к узкополосным помехам.
- 3. Адаптация к широкополосным помехам.



Рис. 2. Алгоритм адаптации системы связи

Первоначальный анализ принятого сообщения проводится с целью определения необходимости применения механизма адаптации системы связи. Критерием необходимости является неверный прием проверочных бит. После обработки полученного сигнала в приемном устройстве, на вход РУ поступает принятое сообщение, где происходит вычисление вероятности правильного приема Рпр проверочных бит. Если все проверочные биты приняты верно, то информационное сообщение передается получателю, иначе выполняется адаптация системы связи к узкополосным и широкополосным искусственным помехам.

Адаптация к узкополосным помехам, проводится с целью организации надежной связи в условиях наличия узкополосной помехи. На рис. 2 алгоритм адаптации к узкополосным помехам представлен цифрой I.

Адаптация к узкополосным помехам происходит путем изменения рабочего частотного диапазона на величину ΔF . Затем происходит передача тестового сообщения и анализ полученных результатов. Если, в результате изменения рабочего частотного диапазона, тестовое сообщение было принято без ошибок, система связи продолжает функционирование в рабочем режиме с измененными параметрами приемо-передающих устройств. Результат адаптации системы связи к узкополосной помехе представлен на рис. 3.



Рис. 3. *а* – Спектр ВМ ШПС, смещенного на частоту ∆F, при наличии узкополосной помехи; *б* – Вероятность правильного приема ВМ ШПС при наличии узкополосной помехи

Иначе, выполняется адаптация к широкополосным помехам.

Адаптация к широкополосным помехам, проводится с целью организации надежной связи в условиях наличия широкополосной помехи. На рис. 2 алгоритм адаптации к широкополосным помехам представлен цифрой II. Зная параметры формирующей функции, использовавшиеся для формирования и передачи ВМ ШПС, и вероятность правильного приема проверочных бит Рпр, можно сделать предположение о текущем отношении сигнал/шум (С/Ш) на входе приемного устройства при присутствии широкополосной помехи, для различных параметров Fb, Fc формирующей вейвлет функции [2]. Зная отношение С/Ш можно подобрать такие параметры формирующей функции, при которых будет обеспечиваться достоверный прием информации (Рпр = 100 %).

После того, как были выбраны параметры формирующей функции и произведены необходимые изменения в составных частях системы связи, происходит передача тестового сообщения и анализ полученных результатов. Если, в результате изменения параметров формирующей функции, тестовое сообщение было принято без ошибок, система связи продолжает функционирование в рабочем режиме с измененными параметрами приемо-передающих устройств. Иначе, процесс адаптации к широкополосным помехам повторяется. Однако, в этом случае данные о вероятности правильного приема будут точнее из-за большей длины передаваемого сообщения (число бит в тестовом сообщении больше, чем проверочных). Результат адаптации системы связи к широкополосной помехе представлен на рис. 4.

До момента времени T сигнал модулируется вейвлет-функцией с формирующими параметрами Fb = 1, Fc = 1.5. В момент времени T вероятность правильного приема становится равной 86 % и, по результатам работы механизма адаптации к широкополосной помехе, параметры формирующей функции изменяются на Fb = 20, Fc = 32. При передаче сигнала с данными параметрами сообщение принимается без ошибок.

Секция «Информационные спутниковые системы и технологии»



Рис. 4. Вероятность правильного приема ВМ ШПС при наличии широкополосной помехи

Таким образом, представленные результаты позволяют сделать вывод об эффективности предложенного алгоритма адаптации системы связи, построенной на основе ВМ ШПС, к искусственным узкополосным и широкополосным помехам.

Однако данный алгоритм адаптации является статичным. Для увеличения надежности системы связи за счет использования нейронных сетей и реализации системы с самонастраиваемыми параметрами [3] необходимо проведение дополнительных исследований.

Список литературы

1. Прокис Д. Цифровая связь. Пер. с англ. / под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.

2. Черноусов А.В., Кузовников А.В., Сомов В. Г. Исследование воздействия помех на широкополосные сигналы // Радиотехника. 2013. № 6. С. 85–88.

3. Хайкин С. Нейронные сети: полный курс. 2 изд. / пер. с англ. Н.Н. Куссуль, А.Ю. Шелестова. М.: Вильямс, 2006. 1103 с.

ОЦЕНКА РЕСУРСНОГО ПОТЕНЦИАЛА КОСМИЧЕСКИХ СИСТЕМ

И. Н. Карцан

Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М. Ф. Решетнева 660037, г. Красноярск, проспект им. газеты «Красноярский рабочий», 31 E-mail: kartsan2003@mail.ru

Представлен анализ оценок показателей надежности космических аппаратов по предложенным методам и с учетом данных статистики позволяющих учитывать уровень эксплуатационной надежности космического аппарата социально-экономического назначения, а также уровень технического состояния космических систем.

Эксплуатация и управление космическим аппаратом (КА), входящими в состав орбитальной группировки (ОГ), осуществляется в соответствии с видами и категориями технического состояния (ТС), которые устанавливаются в эксплуатационной документации [1].

В состав ОГ могут входить следующие виды КА:

1. Основные КА, используемые по целевому назначению на момент контроля. В состав основных КА входят исправные КА, находящиеся в пределах требуемого срока активного существования (САС) или за его пределами, но по-своему ТС способные выполнять свою целевую задачу без ограничений либо с ограничениями, допускаемыми Заказчиком.

2. Резервные КА, входящие в состав ОГ и не используемые на момент контроля в составе космических систем (КС). Орбитальный резерв образуется за счет КА, выработавших требуемый САС и по решению Заказчика переведенных в состояние орбитального резерва, или за счет КА, запущенных непосредственно для образования орбитального резерва. Резервные КА в составе ОГ космических систем используются для повышения эксплуатационной надежности КС.

Основные и резервные КА по основным признакам (точка стояния, плоскость, возможность использования по целевому назначению) относятся к классу «системных» КА, а КА, которые в настоящий момент невозможно использовать по целевому назначению, относятся к классу «внесистемных» КА [2, 3].

К внесистемным можно отнести следующие КА:

- КА, находящиеся на этапе ввода в эксплуатацию после запуска на орбиту;

- КА, выполняющие орбитальное маневрирование (перевод из одной орбитальной позиции в другую);

 – КА, которые по своему техническому состоянию или по орбитальному положению не могут использоваться по целевому назначению, даже в состоянии орбитального резерва.

Системные (основные и резервные) и внесистемные КА в зависимости от их реального состояния подразделяются на категории (таблица).

Рассмотренные виды и категории TC КА позволяют формировать технически обоснованные предложения по оптимальному и максимально эффективному использованию КА по целевому назначению в орбитальных группировках.

Для КА определенных категорий возможны различные варианты использования КА в течение и после окончания гарантийного срока активного существования (ГСАС).

Следует также, отметить, что на работоспособность КА в течение САС или срока службы влияют не только снижающиеся показатели надёжности в виде безотказности и долговечности, но и ряд деградирующих показателей технического состояния бортовых систем КА (ток батареи солнечной, ёмкость аккумуляторных батарей). Поэтому данные

показатели технического состояния бортовых систем, которые ведут к ресурсным (деградационным) отказам КА, тоже необходимо учитывать в процессе прогнозирования надёжности КА.

Таблица

№ категории	Характеристика технического состояния		
КА			
1	По техническому состоянию КА пригоден к использованию по целевому назначению		
	без ограничений. Исправен. Пространственно-временные характеристики КА		
	удовлетворяют требованиям на баллистическое построение космического комплекса		
	(КК). КА находится в пределах ГСАС		
2	По техническому состоянию КА пригоден к использованию по целевому назначению		
	(ЦН) без ограничений. Исправен. Пространственно-временные характеристики КА		
	удовлетворяют требованиям на баллистическое построение КК. КА находится за		
	пределами ГСАС		
3	По ТС КА пригоден к использованию по ЦН без ограничений. КА имеет отказы		
	бортовой аппаратуры (БА), не приводящие к ограничениям в использовании его по		
	ЦН. Пространственно-временные характеристики КА удовлетворяют требованиям на		
	баллистическое построение КС. Управление КА производится с отклонениями от		
	штатной эксплуатационной документации (ЭД). КА находится в пределах ГСАС		
3a	По ТС КА пригоден к использованию по ЦН без ограничений. КА имеет отказы БА,		
	не приводящие к ограничениям в использовании его по ЦН. Пространственно-		
	временные характеристики КА удовлетворяют требованиям на баллистическое		
	построение КС. Управление КА производится с отклонениями от штатной ЭД. КА		
	находится за пределами ГСАС		
4	По ТС КА пригоден к использованию по ЦН, но имеет ограничения, приводящие к		
	снижению его пропускной способности (аппаратные, временные, пространственно-		
	временные). Управление КА производится с отклонениями от штатной ЭД. КА		
	находится в пределах ГСАС		
4a	По ТС КА пригоден к использованию по ЦН, но имеет ограничения, приводящие к		
	снижению его пропускной способности (аппаратные, временные, пространственно –		
	временные). Управление КА производится с отклонениями от штатной ЭД. КА		
	находится за пределами ГСАС		
5	По ТС КА не пригоден к использованию по целевому назначению		

Категории системных и внесистемных КА

Реализация вышеприведенных положений, а также требований [2, 3], свидетельствует о необходимости программно-методического обеспечения работ по прогнозированию технического состояния и надежности КА. Учитывая большой объем разнородной анализируемой информации, требуется, также, разработка автоматизированных процедур проведения данных работ в реальном масштабе времени [4].

Показатели $P_{KA \ nume.dos}(T_{\Gamma CAC})$ и $\overline{T}_{AC \ nume.dos}$ наиболее полно отражают свойства надёжности КА.

Требования по обеспечению высокой надежности объясняются высокой степенью автоматизации процессов управления и особой важностью выполняемых функций. Работа в системе управления реальными объектами в большинстве случаев требует от программного обеспечения надежного функционирования и обработки данных при длительном (круглосуточном и многомесячном) непрерывном решении заданного набора задач.

При наличии необходимого объема статистических данных оценка данных показателей надежности КА (ВБР, средний САС) проводиться по текущим наработкам, для чего разработана программа и алгоритм расчета, основанная на условном плане испытаний [N,U,z] цензурированных выборок, где *N* – объем выборки изделий (КА), предназначенных для испытаний, включая КА-аналоги;

U – планы испытаний, в которых отказавшие изделия не заменяются и не восстанавливаются;

z – признак окончания испытаний (наработка *z_i* каждого изделия),

где

$$z_i = \min(t_i, \tau_i), i = \overline{1, N},$$

где

*t*_{*i*} – наработка до отказа *i*-го КА (его бортовой аппаратуры);

 τ_i – наработка *i*-го КА (его БА) до момента проведения оценки (цензурирования).

Для оценки показателей надежности по данной методике используются следующие исходные данные:

- выборочные значения наработки до отказа t₁, t₂,...t_r;

— выборочные значения наработки работоспособных изделий (наработки до цензурирования) $\tau_1, \tau_2, \ldots \tau_{n_i}$

- число отказов r;

общее количество изделий N;

– значение гарантийного САС;

- доверительная вероятность ү.

Анализ оценок показателей надежности КА по предложенным методам и с учетом данных статистики позволяет сделать следующие выводы:

1. Полученные точечные значения общего среднего САС, ВБР и нижние доверительные границы для общего среднего САС и ВБР КА при доверительной вероятности $\gamma = 0.8$ и 0.9 превышают требуемые показатели по ТТЗ, что характеризует высокий ресурсный потенциал оцениваемых КА.

2. Средние САС оцениваемых КА до первого ограничения, в основном, обеспечивают требуемый гарантийный САС КА. Учитывая достигнутый уровень эксплуатационной надежности КА социально-экономического назначения, а также уровень технического состояния КА, есть основание прогнозировать с высокой долей вероятности обеспечение требуемых САС и показателей безотказности данных КА.

3. Технически обоснованные критерии принятия решения по использованию КА в ОГ в процессе и после завершения гарантийного САС позволяют оптимизировать стратегию развертывания и последующего восполнения орбитальных группировок КА, существенно сократить количество запусков КА для развертывания и восполнения ОГ.

Список литературы

1. Карцан И.Н. Трудозатраты на разработку бортового программного обеспечения // В сб.: «Академическая наука – проблемы и достижения». Academic science – problems and achievements. 2014. С. 137.

2. Данилин Н.С. Информационные технологии и сертификация элементной базы новых российских телекоммуникаций: учеб.-метод. пособие. М.: Изд-во Российской таможенной академии, 1997. 77 с.

3. Александровская Л.Н., Афанасьев А.П., Лисов А.А. Современные методы обеспечения безот-казности сложных технических систем: учебник. М.: Логос, 2001. 208 с.

4. Афанасьев В.Г., Зеленцов В.А., Миронов А.Н. Методы анализа надежности и критичности отказов сложных систем. Л.: МО РФ, 1992. 99 с.

МОДЕЛЬ ДВУСТОРОННЕЙ ШИРОКОПОЛОСНОЙ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

А. А. Кожин, А. М. Голиков (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, ТУСУР E-mail: rts2_golikov@mail.ru

Модель построена на стандарте цифровой видео передачи - системы с обратным каналом (Digital Video Broadcast – Return Channel System DVB-RCS), мультисервисная DVB-RCS платформа обеспечивает высокоскоростной спутниковый доступ с приложениями реального времени (передача данных, голос, видео), а также стандартные IP приложения. Нисходящая линия связи DVB-RCS построена на стандарте телевизионного вещания DVB-S2, а восходящая на стандарте MF-TDMA. В докладе представлены результаты исследования Simulink моделей DVB-S2 и MF-TDMA для использовании двух входных последовательностей.

Топология сети на базе мультисервисной DVB-RCS платформы, как правило, строится по типу «звезда» и подразумевает наличие двух трактов передачи [1]. Прямой канал – спутниковый канал от Центральной земной станции (ЦЗС/НUВ) до удаленных спутниковых интерактивных терминалов (СИТ/SIT). Обратный канал – спутниковый канал от терминала до Центральной земной станции

Стандарт DVB-RCS утвержден Европейским институтом стандартизации в области связи (ETSI) в 2000 году. Стандарт предлагает прямой канал, основанный на формате данных DVB/MPEG 2, и обратный канал, на основе режима множественного доступа с разделением по времени (MF-TDMA). Широкополосная несущая DVB/MPEG 2 может обеспечить скорость передачи в прямом канале до 110 Мбит/с, а режим MF-TDMA предусматривает скорость до 2–4 Мбит/с в обратном канале с каждого удаленного терминала.

Стандарт DVB-S2 (прямой канал) предусматривает четыре возможных схемы модуляции.



Рис. 1. Четыре схемы модуляции, применяемых в стандарте DVBS2 (QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK)

По сравнению с QPSK, верхняя схема модуляции, 32 APSK, позволяет повысить общую скорость потока в 2,5 раза. Для защиты от помех в новом стандарте, как и в прежних, используется перемежение данных и наложение двухуровневого кода для прямой коррекции ошибок (Forward Error Correction FEC). Но системы внешней и внутренней кодозащиты – другие, чем в стандарте DVB-S. В качестве внешней кодозащиты вместо кода Рида-Соломона используется код Боуза-Чоудхури-Хоквингема (Bose-Bhaudhuri-Hocquenghem, BCH), а в качестве внутренней, вместо сверхточного кода, – код с низкой плотностью проверок на четность (Low Density Parity Check Codes – LDPC). Критерием выбора была достижимая с помощью кода эффективность передачи в канале, и коду LDPC удалось максимально приблизить ее к пределу Шеннона при соблюдении установленных ограничений на сложность чипа декодера. Код LDPC накладывается на блоки длиной 64800 бит, которые для приложений, чувствительных к задержкам, могут быть сокращены в 4 раза. Относительная скорость передачи может составлять от1/4, до 9/10. Первый вариант предусматривает передачу трех защитных бит на каждый полезный, а последний, одиннадцати – один контрольный бит на девять полезных.

Новая пара кодов обеспечивают более эффективное использование канального ресурса, чем коды DVB-S. Она позволяет работать при уровнях SNR всего на 0.7 дБ выше требуемого соотношением Шеннона для заданной скорости, в то время как применение свертки в паре с кодом Рида-Соломона требовало превышения этого предела примерно на 5 дБ. Правда, при этом не выполняются условия бесконечно высокой достоверности передаваемой информации, оговоренные в теореме Шеннона. Более того, новый стандарт допускает более высокую частоту ошибок BER на выходе декодера, чем старый. Если кодеры стандарта DVB-S обеспечивают снижение BER до 10Е-10 – 10Е-11, то LDCP в сочетании с BCH снижают его до уровня 10Е-7. Такой уровень соответствует появлению одной ошибки в час при передаче потока скоростью 5 Мбит/с. В случае передачи пакетной информации, перед ее подачей в FEC- кодеры, на нее накладывается CRC-8 (Cyclic Redundancy Check) кодирование. А после FEC кодирования данные подвергаются перемежению, защищающему ее от длительных помех.

Реализация модели DVB-S2 (линии «вниз»)

На рис. 2 представлена модель в среде разработки Simulink для стандарта DVB-S2 [2].



Рис. 2. Simulink модель DVB-S2

Результаты исследования Simulink модели DVB-S2.



Рис. 3. График зависимости BER от SNR на входе/выходе системы. Синяя линия – для QPSK, Красная линия – для 8-PSK



Рис. 4. График зависимости BER от SNR на LDCP кодере/декодере. Синяя линия – для QPSK, Красная линия – для 8-PSK



Рис. 5. График зависимости BER от контрольной суммы на входе/выходе системы. Синяя линия – для QPSK, Красная линия – для 8-PSK



Рис. 6. График зависимости BER от контрольной суммы на LDCP кодере/декодере. Синяя линия – для QPSK, красная линия – для 8-PSK



Модель Symulink линии «вверх» MF-TDMA (рис. 7).

Рис. 7. Модель Symulink линии «вверх» MF-TDMA

Результаты исследований модели Symulink линии «вверх» MF-TDMA при использовании двух входных последовательностей представлены на рис. 8. По полученным данным построены зависимости BER от SNR для первой и второй последовательности.



Рис. 8. Зависимость BER от SNR для двух последовательностей

В докладе представлены основные результаты исследований модели спутниковой системы передачи данных на базе стандарта DVB-RCS.

Список литературы

1. Дворкович В.П., Дворкович А.В. Видеоинформационные системы. Теория и практика. М.: Техносфера. 1008 с.

2. http://www.telecomnetworks.ru/support/discription/dvbrcs/Спутниковые и телекоммуникационные системы.

РАЗРАБОТКА КПА ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ТЕСТИРОВАНИЯ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ СТАНДАРТА ESA/CCSDS

А. В. Байтеряков

Акционерное общество «Ижевский радиозавод» 426034, г. Ижевск, ул. Базисная, 19 E-mail: bav1990@irz.ru

Представлены результаты работ по разработке контрольно-проверочной аппаратуры для тестирования приемопередающих устройств стандарта ESA/CCSDS. Проведен сравнительный анализ основных технических характеристик с применяемым в настоящее время Cortex CRT-XL.

Для обеспечения полноценной проверки функционирования приемопередающих устройств КИС (далее – ППУ) на соответствие стандартам ESA/CCSDS, предназначенных для управления космическим аппаратом по командной радиолинии, в ведущих предприятиях России используется Cortex CRT-XL ф. Zodiac.

Учитывая санкционную политику зарубежных стран, поставляющих подобное оборудование, а так же высокую стоимость, целесообразно иметь функциональный аналог Cortex CRT-XL, позволяющий имитировать командную радиолинию стандарта ESA/CCSDS.

Цель данной работы: создание контрольно-проверочной аппаратуры (далее – КПА), позволяющей имитировать командную радиолинию стандарта ESA/CCSDS для проверки ППУ в необходимом объеме.

В рамках СЧ ОКР «Модуль интерфейсный для бортовой аппаратуры командноизмерительной системы» №775С.ТЗ 220-3412-14 (совместные работы с ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет») КПА должна обеспечивать:

- прием и формирование СВЧ сигналов С-диапазона;

- демодуляцию ФМ-сигнала телеметрического кадра с девиацией 1,0 рад;

- модуляция ЧМ-сигнала с девиацией ±400 кГц, содержащий команднопрограммную информацию;

- приемопередачу сигнала измерения дальности;

Разработанный КПА включает в себя стандартные измерительные и вспомогательные приборы: анализатор спектра, осциллограф, генератор, источники питания, аттенюатор и т. д.

Помимо стандартной аппаратуры так же применяется НЧ блок ввода-вывода, разработанный на АО «ИРЗ». Он является имитатором НЧ КИС:

- формирует телеметрический кадр на ППУ;

- выполняет функции управления режимами работы ППУ (вкл/выкл прибора, вкл/выкл ПРД, режимы НЕС/МОД);

- считывает уровни цифровых и аналоговых датчиков с ППУ, таких как захват по поднесущей, захват по дальности и уровень АРУ.

Ключевым прибором в КПА является шасси формата РХІ ф. NI. Шасси включает в себя контроллер и векторный приемо-передатчик со встроенной ПЛИС. Такой набор модулей в шасси позволяет полноценно организовывать передачу и прием сигнала по ВЧ тракту с ППУ.

Векторный приемо-передатчик позволяет формировать и принимать сигналы с различными видами модуляции благодаря использованию в нем квадратурного модулятора и демодулятора, а так же реконфигурируемой ПЛИС.

В таблице приведены характеристики и отличительные особенности Cortex CRT-XL и КПА

Понологи	Contar ODT VI	КПА		
Параметр	Cortex CR1-XL	Реализовано	Возможность реализации ¹⁾	
Частотный диапазон за- просного канала, МГц	ПЧ=52÷88 (требуется дополнительный кон- вертер для ВЧ)	656000 ²⁾		
Частотный диапазон от- ветного канала, МГц	ПЧ=56÷74 (требуется дополни- тельный конвертер для ВЧ)	6	56000 ²⁾	
Формируемые типы мо- дуляции	FM, PM, BPSK, QPSK, OQPSK, AQPSK	FM	PM, AM, BPSK, QPSK и др.	
Принимаемые типы сиг- налов	FM, PM, BPSK, QPSK, OQPSK, AQPSK (в зависимости от мо- дификации)	РМ	FM, AM, BPSK, QPSK и др.	
Скорость приема ТМ кадра, кбит/с	1; 8; 32	1; 8; 32	до 1 Мбит/с	
Частота поднесущей	40 Гц128 кГц (в зависимости от мо- дификации)	4128 кГц	настраиваемая в диапазоне от 40 Гц до 1 МГц	
Управление режимами работы ППУ	-		+	
Прием аналоговой теле- метрии от ППУ	-	+		
Примечания:				

Сравнительные характеристики Cortex CRT-XL и КПА

Таблица 1

1) за счет реконфигурируемой ПЛИС, входящей в РХІе-5644R ф. NI;

2) возможно расширение частотного диапазона за счет применения внешних ВЧ-конвертеров.

Основными преимуществами разработанного КПА по сравнению с аналогичным КПА на базе Cortex CRT-XL является:

- работа в широком частотном диапазоне до 6 ГГц напрямую без использования конверторов;

- работа с различными типами сигналов за счет использования квадратурного модулятора и в зависимости от прошивки ПЛИС;

- также помимо работы с ВЧ сигналами, есть возможность управления режимами работы ППУ и приема от него аналоговой телеметрии.

Также, Cortex CRT-XL в зависимости от типов модификации имеет ограниченный функционал и требует наличие ВЧ конвертеров.

Структурная схема подключения ППУ к КПА приведена на рис. 1.

Ha вход ППУ через управляемый аттенюатор поступает частотномодулированный сигнал частотой 5200 МГц.

Выход ППУ подключен к измерительным приборам: измерителю мощности, частотомеру и анализатору спектра.

Поскольку ответный сигнал с ППУ порядка 7 ГГц, то он заводится на вход приемника КПА через перенос с помощью смесителя и генератора.

Блок ввода-вывода используется для передачи в ППУ ТМ кадра по интерфейсу RS422, управления режимами работы и приема аналоговой телеметрии.

Демодулированный ТМ кадр с ППУ при этом передается из приемника КПА в блок ввода-вывода по цифровым линиям.



Рис. 1. Структурная схема подключения ППУ к КПА

В апреле 2016 г. на территории АО «ИСС» были успешно проведены стыковочные испытания ППУ с МИ КИС.

Итогом проделанных работ является разработка, изготовление и успешные испытания КПА, не уступающие в функциональности Cortex CRT-XL.

ИЗМЕРЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

В. В. Евстратько¹, А.А. Камышников²

¹Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: evstrafly@list.ru ²Военно-инженерный институт ФГАОУ ВО СФУ 660036, г. Красноярск, Академгородок, 13a (корпус № 8) E-mail: al85241@yandex.ru

Рассматривается вопрос о повышении частотной эффективности радиолинии командно-измерительной системы космического аппарата, построенной в стандарте CCSDS. Для повышения частотной эффективности используется специальный маркер, по которому производится отправка телеметрического кадра с борта космического аппарата, что позволяет уйти от сложной схемы двухуровневой модуляции.

Командно-измерительная система космического аппарата (КИС КА) предназначена для управления космическим аппаратом и его функциональными подсистемами на всех этапах эксплуатации КА. Управление режимами работы и функциями КА осуществляется путём передачи из Центра Управления Полётом (ЦУП) по радиоканалу телекоманд (ТК). По ответному радиоканалу передаются телеметрические данные (ТМ) о состоянии узлов и подсистем КА и выполняемых ими функциях. Кроме того, командно-измерительная система обеспечивает измерение текущих навигационных параметров КА (ИТНП), к основным из которых относятся дальность КА относительно ЦУП и его скорость [3].

На сегодняшний день существует несколько типов КИС КА, отличающихся схемой радиотракта передачи ТК, радиотракта ТМ и радиотракта ИТНП [1].

На рис. 1 показана структурная схема КИС КА, рекомендованная стандартом CCSDS [1]. CCSDS (Consultative Committee for Space Data Systems) – Международный Консультативный Комитет по космическим системам передачи данных.

КИС КА, схема которой показана на рис. 1, предназначена для передачи от НКУ к КА телекоманд, передачи телеметрии от КА к НКУ; измерения дальности от НКУ до КА (далее ИД).



Рис. 1. Схема КИС КА, рекомендованная стандартом CCSDS

В данной КИС КА сигнал ИД представляет собой псевдослучайную последовательность (ПСП). Для ограничения спектра сигнала ИД применяется формирующий фильтр (ФНЧ). Измерение дальности производится путем вычисления задержки прохождения сигнала ИД от НКУ до КА и обратно и проведения последующего пересчета задержки сигнала в дальность.

Особенностью данной схемы является использование сложной двухуровневой схемы модуляции [1]. На первом уровне для данных ТК и ТМ формируются поднесущие частоты, которые модулируются соответствующими данными при помощи дискретной модуляции ФТ-2 или ФТ4 (BPSK, QPSK). Модулированные поднесущие поступают на первый вход сумматора. На второй вход сумматора, поступает сигнал ИД. С выхода сумматора сигнал подается на вход аналогового фазового модулятора, где производится модуляция несущей частоты. Спектр сигнала на входе аналогового фазового модулятора показан на рис. 2.



Рис. 2. Спектр сигнала входе аналогового фазового модулятора

Ширина спектра сигнала на входе аналогового фазового модулятора вычисляется по формуле:

$$f_{\text{MAKC}} = \Delta f_{\text{MJI}} + \Delta f_{\text{TK(TM)}},\tag{1}$$

где $\Delta f_{H,M}$ – ширина спектра сигнала ИД; $\Delta f_{TK(TM)}$ – ширина спектра сигнала ТК для тракта НКУ-КА и ширина спектра сигнала ТМ для тракта КА – НКУ.

Ширина спектра сигнала на выходе аналогового фазового модулятора:

$$\Delta f_{\text{MOД}} = 2(D_p + 1)f^{\text{Makc}} = 2(D_p + 1)(\Delta f_{\text{ИД}} + \Delta f_{\text{TK(TM)}}), \qquad (2)$$

где D_p – девиация фазы в радианах.

Как видно из (2), применение двухуровневой схемы модуляции приводит к уменьшению эффективности использования частотного ресурса, в сравнении с простой дискретной модуляцией. Аналоговая фазовая модуляция расширяет спектр сигнала в 2(Dp+1) раз [4]. Например, если девиация фазы равна 1 радиан, то происходит расширение спектра сигнала в 4 раза. Применение двухуровневой модуляции на линии НКУ – КА и КА – НКУ обусловлено требованием стандарта CCSDS по обеспечению непрерывной передачи телеметрических данных в процессе измерения ТНП.

В КИС КА, схема которой показана на рис. 1, формирование и отправка ТМ кадра, с заданным временным промежутком, производится автоматически, по сигналу, который формирует тактовый генератор ТМ кадров. Поскольку условие непрерывной передачи данных ТК (КПИ) и измерения ТНП, согласно CCSDS, не является обязательным [1], то можно изменить схему и производить отправку ТМ кадра по специальному сигналу-маркеру, отправленному по линии НКУ – КА. В этом случае время, прошедшее с момента отправки маркера до момента приема ТМ кадра, будет пропорционально задержке прохождения сигнала от НКУ до КА и обратно, а значит пропорционально дальности от НКУ до КА. В этом случае нет необходимости применения двухуровневой модуляции.

В качестве маркера НКУ может быть применена ПСП заданной длины. Необходимую длину последовательности и скорость передачи данных нужно выбирать исходя из требуемой точности и параметров орбиты КА [5].

КИС КА, схема которой показана на рис. 3, позволяет производить передачу телеметрических данных а также производить измерение ТНП одновременно, без применения двухуровневой модуляции.



Рис. 3. Схема КИС КА без применения двухуровневой модуляции

В приведенной на рис. 3 схеме КИС КА линия передачи от НКУ к КА используется для передачи двух типов данных: ТК (КПИ) и маркера НКУ, по которому производится отправка ТМ кадра с КА на НКУ. Выбор типа передаваемых данных по линии НКУ – КА производит оператор с помощью управляющей ЭВМ. В режиме передачи телекоманд или командно-программной информации управляющая ЭВМ производит переключение входа 2 коммутатора К1 к выходу 3 ЭВМ и через коммутатор К1 производит передачу данных ТК (КПИ) на первый вход модулятора НКУ.

В режиме измерения дальности управляющая ЭВМ производит переключение входа 3 коммутатора К1 к выходу 3 блока формирования маркера НКУ. Также по команде от ЭВМ блок формирования маркера генерирует маркер НКУ, который через коммутатор К1 передается на первый вход модулятора НКУ.

С выхода модулятора сигнал на несущей частоте «вверх» поступает на антенну НКУ и далее передается на приемную антенну КА.

На борту КА сигнал с выхода приемной антенны поступает на вход демодулятора КА. Данные с выхода демодулятора обрабатываются блоком поиска маркера и блоком поиска ТК (КПИ). В случае если с НКУ производилась передача ТК (КПИ) данные появляются на выходе блока поиска ТК (КПИ) и далее передаются в дешифратор. В случае если с земли производилась передача маркера НКУ, в момент приема маркера блок поиска маркера НКУ выдает на выход 2 сигнал «маркер НКУ принят», который через коммутатор К2 поступает на вход 1 блока формирования пакета ТМ. По фронту этого сигнала блок формирования пакета ТМ производит передачу пакета ТМ на вход модулятора КА. В случае, если передача маркера НКУ невозможна (например, если командный тракт загружен большим объемом передаваемой КПИ), по команде с земли коммутатор К2 подключает вход 1 блока формирования пакета ТМ к выходу тактового генератора ТМ кадров, и отправка пакетов телеметрии производится по фронту сигнала тактового генератора ТМ кадров, расположенного на борту КА.

С выхода модулятора сигнал на несущей частоте «вниз» поступает на передающую антенну КА и далее передается на приемную антенну НКУ.

С приемной антенны НКУ сигнал поступает на вход 1 демодулятора НКУ. С выхода 3 демодулятора телеметрические данные передаются на вход 1 блока синхронизации. В момент приема полного телеметрического кадра на выход 2 блока синхронизации поступает сигнал «ТМ кадр принят». Блок вычисления задержки производит измерение времени между фронтами сигналов «маркер НКУ отправлен» и «ТМ кадр принят».

Дальность до КА в этом случае рассчитывается по формуле

$$R = C (T_{\mu_{3M}} - T_{A_{HKy}} - T_{A_{Ka}}) / 2,$$
(3)

где Т_{изм} – время между фронтами сигналов «маркер НКУ отправлен» и «ТМ кадр принят»; Т_{Анку}, Т_{Ака} – аппаратная задержка сигнала в тракте НКУ и КА, которую можно измерить на этапе испытаний КИС КА [5].

Описанный в статье метод измерения дальности и передачи командной и телеметрической информации с применением простых видов модуляции позволяет повысить эффективность использования частотного ресурса. Также отсутствие сложной двухуровневой модуляции значительно упрощает схемотехнику оборудования, что позволяет снизить затраты на разработку и производство оборудования КИС КА.

Исследование выполнено при поддержке краевого государственного автономного учреждения «Красноярский краевой фонд поддержки научной и научно-технической деятельности» в рамках реализации проекта: «Подготовка к внедрению программноаппаратного комплекса для автоматизации испытаний бортовой аппаратуры командно-измерительной системы в АО "ИСС"».

Список литературы

1. Стандарт CCSDS 401.0-B-20 (Radio Frequency and Modulation Systems - Part 1 Earth Stations and Spacecraft).

2. Стандарт ESA PSS-04-107 (European Space Agency Packet telecommand standard)

3. Панько С.П. Измерение дальности космического аппарата // Исследования Наукограда. 2015. № 4, ноябрь-декабрь. С. 10.

4. Изюмов Н.М., Линде Д.П. Основы радиотехники. М.: ЭНЕРГИЯ, 1965.

5. Сыров А.С. Бортовые системы управления космическими аппаратами. М.: МАИ-Принт, 2010.

СОЗДАНИЕ ПРИЕМНОГО И ПЕРЕДАЮЩЕГО СВЧ КОНВЕРТЕРОВ В УСЛОВИЯХ ИМПОРТОЗАМЕЩЕНИЯ

К. В. Петров

Акционерное общество «Ижевский радиозавод» 426034, г. Ижевск, ул. Базисная, 19 E-mail: pk@irz.ru

Представлены результаты разработки приемного и передающего СВЧ конвертеров для наземных станций с учетом импортозамещения. Показаны принципиальные решения построения высокочастотных конвертеров и основные достигнутые параметры приборов.

Одной из главных тенденций развития отечественного военного приборостроения на сегодняшний день является уход от импортной элементной базы и переход на элементную базу отечественного производства. В связи с этим АО «Ижевский радиозавод» по заказу АО «ОКБ МЭИ» были разработаны и изготовлены приемный и передающий СВЧ конвертеры частоты с максимальным использованием отечественных элементов. Приемный блок выполняет функцию переноса входного сверхвысокочастотного (СВЧ) модулированного сигнала на промежуточную частоту для дальнейшей демодуляции и обработки сигнала, передающий блок выполняет обратную функцию, то есть преобразование модулированного сигнала промежуточной в сверхвысокочастотный сигнал.

Структурная схема приемного конвертера представлена на рис. 1. Преобразование частоты происходит в два этапа. Первоначально входной фазоманипулированный СВЧ сигнал с уровнем мощности от минус 85 до минус 60 дБм проходит через полосовой фильтр и поступает на двойной балансный смеситель. Смешиваясь с сигналом гетеродина, полученным из сигнала опорной частоты 70 МГц путем трехступенчатого умножения, входной СВЧ сигнал преобразуется в сигнал первой промежуточной частоты 1500 МГц. Сигнал первой промежуточной частоты отфильтровывается и поступает на второй смеситель, где преобразовывается во второй промежуточный сигнал 95 МГц смешиванием с сигналом гетеродина, полученным с помощью синтезатора с фазовой автоматической подстройкой частоты (ФАПЧ).

Второй промежуточный сигнал поступает на усилитель-ограничитель, который выполняет функцию автоматической регулировки усиления, поддерживая выходной низкочастотный сигнал на уровне минус 25 дБм.

Для выявления неисправностей при работе в составе системы в приборе реализовано формирование телеметрических сигналов контроля наличия опорных сигналов 70 МГц и 5 МГц, наличия всех внутренних напряжений питания и наличия захвата в петле ФАПЧ. Питание прибора осуществляется по двухпроводной незаземленной линии постоянного напряжения ±27 В. Основные параметры прибора представлены в таблице.

В передающем блоке преобразование частоты выполнено путем трехступенчатого умножения входного сигнала (рис. 2), аналогично формированию первого гетеродина в приемном блоке. Уровень мощности выходного сигнала может изменяться в переделах от минус 80 до минус 50 дБм с шагом в 1 дБм благодаря встроенному аттенюатору. Прибор формирует телеметрические сигналы наличия входного сигнала 85 МГц, наличия выходного ВЧ сигнала и наличия всех внутренних напряжений питания. Основные параметры прибора представлены в таблице.

Секция «Информационные спутниковые системы и технологии»



Рис. 1. Структурная схема приемного блока



Рис. 2. Структурная схема передающего блока

Таблица

Характеристики приемного и передающего блоков

Панацията	Значение		
Параметр	Приемные блок	Передающий блок	
Частота входного сигнала, МГц	Х диапазон	85	
Частота выходного сигнала, МГц	95	Х диапазон	
Мощность входного сигнала, дБм	от минус 85	от минус 15	
	до минус 60	до минус 9	
Мощность выходного сигнала, дБм	минус 25	от минус 50	
		до минус 80	
Подавление зеркального канала, дБ	не менее 40	—	
Фазовые шумы выходного сигнала,			
дБс/Гц:			
при отстройке 10 кГц	не более минус 75		
при отстройке 100 кГц	не более минус 80		
Рабочий диапазон температур, °С	от минус 50 до +65		
Потребляемая мощность, Вт	не более 7	не более 4	
Габариты, мм	215x40x180	184x43x170	
Масса, кг	2,1	1,65	

Внешний вид приборов показан на рис. 3. Конструктивно приборы выполнены в герметичных корпусах, благодаря чему сохраняют работоспособность при пониженном давлении 12 кПа, в условиях относительной влажности воздуха 100 % (при температуре +35 °C) и после воздействия предельных температур минус 60 и +70 °C.



Рис. 3. Внешний вид приемного (а) и передающего (б) блоков без внешних крышек

Таким образом, в результате работы в условиях импортозамещения были разработаны, изготовлены и поставлены заказчику блоки СВЧ конвертеров частоты. При разработке были использованы исключительно отечественные пассивные элементы, доля отечественных активных элементов составила 95 % и 90 % для приемного и передающего блоков соответственно.

ИССЛЕДОВАНИЕ МОДЕЛИ БОРТОВОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

С. С. Твердохлебов, А. М. Голиков (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, ТУСУР E-mail: rts2_golikov@mail.ru

Выбор режима работы бортового усилителя мощности (БУМ) многоканальной нисходящей линии (HxЛ) определяет эффективность функционирования последней в целом. Выбор режима работы БУМ является актуальной практической задачей в условиях жёсткого ограничения на потребляемую от первичного источника питания мощность, зависимости затухания на трассе от метеообстановки в течение сеанса передачи данных и других навигационных параметров. В докладе исследуются характеристики БУМ с использованием модели HxЛ на базе программного обеспечения SystemView.

В качестве БУМ используются транзисторный усилитель мощности – GaNусилитель [1–3], обладающий необходимой выходной мощностью и регламентируемым потреблением от первичного источника питания. Для выбора режима работы усилительного прибора традиционно используется подход, основанный на оценке уровня комбинационных составляющих при испытании в двухсигнальном режиме. Такой подход вполне себя оправдывает в случаях, когда расчёт режима усилительного прибора ведётся в отрыве от сквозного проектирования линии связи.

Появление таких систем проектирования и моделирования радиоэлектронных устройств, как SystemView и её последней версии SystemVue, дало возможность разработчикам проводить расчёт и оптимизацию режима работы БУМ в составе линии связи, одним из звеньев которой он и является. Отсюда вытекают, по крайне мере, две задачи. Первая из них заключается в оценке энергетики канала связи. А вторая – в выборе критерия, дающего возможность учесть влияние выбранного режима работы БУМ на показатели качества НхЛС. Проводится энергетический расчёт НхЛС. Учитывается ограничение на уровень максимальной выходной мощности БУМ. Она не должна превышать 25 Вт.

При решении задачи выбора режима работы БУМ и его оптимизации предлагается использовать критерий минимума вероятности ошибки на бит при демодуляции сигнала, принимаемого наземной станцией. Результаты расчёта режима БУМ дают возможность оценить требуемый уровень мощности сигнала на выходе БУМ и оптимизировать режим работы [2, 3].

Для выбора оптимального режима работы БУМ был применён критерий минимума ошибки на бит при демодуляции квадратурной составляющей каждого из парциальных сигналов [2]. Традиционные подходы при выборе режима работы GaN-усилителя, основанные на допустимом уровне мешающих комбинационных составляющих в канале полезного сигнала, недостаточны для решения данной задачи. В рассматриваемой постановке от выбора режима работы GaN-усилителя зависит не только уровень полезного сигнала, но и мешающих комбинационных составляющих, которые вместе с тепловым шумом приёмника дают конкретное значение отношения сигнала к сумме шума и мешающих комбинационных компонент. А указанное отношение непосредственно определяет вероятность ошибки демодуляции сигнала, от которой, в конечном счете, зависит качество функционирования HxЛC в целом.

Выбор режима работы БУМ проводился путём моделирования на полномасштабной модели НхЛС, в состав которой включены передатчик и антенная система, трасса с учётом типовых значений затухания сигнала, антенна наземной станции, малошумящий усилитель приёмного устройства, полосовой фильтр и демодулятор сигнала с квадратурной ФМ2. Моделирование проводилось в среде SystemVue, предназначенной для системотехнического моделирования устройств формирования и обработки сигналов.

Модель включает следующие основные функциональные блоки:

– блок формирования 8-ми квадратурных сигналов ФМ2 с частотным разделением каналов;

– предварительный усилитель с регулируемым значением коэффициента усиления, предназначенный для задания режима работы GaN-усилителя;

- усилитель мощности сигнала, выполненный на GaN-усилителя;

 – блок, имитирующий среду распространения сигнала на трассе, коэффициент передачи которого учитывает коэффициенты усиления передающей и приёмной антенн, потери в антенно-фидерной системе (АФС) передатчика, затухание в свободном пространстве, дополнительные потери в дожде и т.п.;

– малошумящий усилитель приёмного устройства наземной станции, полосовой канальный фильтр и демодулятор сигнала ФМ2;

- блок индикации вероятности ошибок демодуляции.

Ниже приведено краткое описание модели нисходящей линии связи НхЛС.

Скорость каждого из источников информации составляет 34 Мбит/с. После добавления служебной информации и проверочных бит помехоустойчивого кодера битовая скорость возрастает до 40 Мбит/с в каждой из квадратур. Таким образом, итоговая битовая скорость в каждом частотном канале составляет 80 Мбит/с.



Рис. 1. Модель спутникового канала ПД с БУМ

Сигнал и его спектр в характерных точках модели в SystemView – на выходе генератора (точка 1), на выходе дециматора (точка 2), на выходе фильтра RRC (точка 3), на выходе сумматора (точка 4); полный групповой сигнал.



Рис. 2. Схема передатчика



Рис. 3. Сигнал на входе



Рис. 4. Спектр группового сигнала



Рис. 5. Зависимость BER от потерь на трассе

Из рис. 5 видно, что неблагоприятная погода приводит к увеличению потерь, что в свою очередь приводит к увеличению битовой вероятности ошибки. Данные потери не могут быть компенсированы изменением режима работы БУМ. В случае ясной погоды, наоборот, произойдет увеличение мощности принимаемого сигнала, что приведёт к уменьшению битовой вероятности ошибки.

Список литературы

1. Лаврентьев М. Сверхмощные GaN-усилители в приложениях DIRECT ТО HOME // Спутниковая связь. 2016.

2. Зябликов С.Ю., Алыбин В.Г. Оптимизация передатчика спутникового ретранслятора по критерию минимума вероятности ошибки демодуляции сигнала / Антонов Ю.Н., Зильберг М.Б., Сизякова А.Ю. Трофилеев А.А. // Радиотехника. 2011. № 9.

3. Зябликов С. Ю., Алыбин В. Г. Расчёт характеристик нисходящей линии связи спутникового ретранслятора с транзисторным усилителем мощности / Антонов-Антипов Ю. Н., Зильбер М. Б., Сизякова А.Ю., Трофилеев А. А. // Crimean Conferenc «Microwave& Telecommunication Technology». 2010. 13–17 September, Sevastopol.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ РАЗНОСТИ ФАЗ СИГНАЛОВ, ПРИНЯТЫХ В РАЗЛИЧНЫЕ ФИКСИРОВАННЫЕ МОМЕНТЫ ВРЕМЕНИ

 Φ . В. Овчинников¹, В. В. Сухотин² (научный руководитель)

¹Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 ²Военно-инженерный институт ФГАОУ ВО СФУ 660036, г. Красноярск, Академгородок, 13a (корпус № 8) E-mail: approximation.sample@Gmail.com

Рассматривается возможность измерения разности фаз сигналов, принятых разновременно от одного источника радиоизлучения с использованием цифровых методов измерения фазового сдвига. Исследуются зависимости погрешности измерения разности фаз от возможных источников.

Решение многих задач радиотехники опирается на измерение фазового сдвига (ФС) двух сигналов. Фазовые соотношения используются в космической навигации для определения дальности до космических аппаратов (КА), определения координат КА, а также в радиопеленгации для определения координат источника радиоизлучения на поверхности Земли при помощи искусственных спутников [1].

Развитие радиоэлектронных компонентов и радиоэлектронных средств стимулирует развитие фазоизмерительной техники, повышая требования к точности измерений. В тоже время развитие радиотехнических систем приводит к необходимости создания более совершенной измерительной аппаратуры и метрологической базы. Все это требует опережающего развития фазоизмерительной техники.

Разработанная и исследуемая модель цифрового измерителя разности фаз представляет собой устройство, показанное на рис. 1.



Рис. 1. Исследуемое устройство

Устройство имеет два входа. На вход 1 подается синусоидальное напряжение с известной частотой и неизвестной начальной фазой. Аналоговый сигнал S(t) оцифровывается на аналого-цифровом преобразователе с частотой выборки, задающейся частотой кварцевого генератора. Блок измерения периода осуществляет измерение периода входного аналогового сигнала S(t) методом дискретного счета. Сигнал с перестраиваемого по частоте опорного генератора ОГ проходит на опорный вход измерителя – вход 2 и направляется напрямую на блок цифровой обработки (подстройка ОГ может

производиться точно под частоту аналогового сигнала при однополупериодном измерении, или под удвоенную частоту аналогового сигнала при двухполупериодном измерении). Классическая схема реализации данного фазометра подразумевает наличие опорного и измеряемого сигналов на обоих входах измерительного устройства.

Разность фаз двух сигналов рассчитывается согласно следующему выражению [1]:

$$\varphi = \frac{360^{\circ} \cdot t_{\varphi}}{T}, \tag{1}$$

где *t_a* – временной сдвиг сигналов; Т – период сигнала.

Теперь определим величину погрешности измерения фазового сдвига, определяющуюся двумя компонентами: погрешностью измерения величины t_{φ} – временного сдвига сигналов и погрешностью измерения периода сигнала, как погрешность косвенных измерений [2]. Для погрешности измерения ФС будем иметь следующее выражение:

$$\Delta \varphi = \sqrt{\left(\frac{d\varphi}{dt_{\varphi}} \cdot \Delta t_{\varphi}\right)^2 + \left(\frac{d\varphi}{dT} \cdot \Delta T\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{360^\circ}{T} \cdot \Delta t_{\varphi}\right)^2 + \left(\frac{360^\circ \cdot t_{\varphi}}{T^2} \cdot \Delta T\right)^2},$$
(2)

где Δt_{φ} – абсолютная погрешность измерения временного сдвига сигналов; ΔT – абсолютная погрешность измерения периода сигнала.

Значение t_{φ} можно определить, измерив координаты перехода аналогового сигнала через нулевой уровень «снизу-вверх» или «сверху-вниз» (см. рис. 1). Тогда:

$$t_{\varphi} = t_1 - t_2, \tag{3}$$

где t_1 – координата перехода через ноль (например, снизу-вверх) измеряемого сигнала, t_2 – координата времени по заднему или переднему фронту импульса ОГ.

Исходя из формул (1) и (3) для разности фаз получим выражение:

$$\varphi = \frac{360^{\circ} \cdot (t_1 - t_2)}{T},$$
(4)

Учитывая формулу (4), формула (2) видоизменится и для вычисления суммарной погрешности получим уже несколько иную формулу:

$$\Delta \varphi = \sqrt{\left(\frac{d\varphi}{dt_1} \cdot \Delta t_1\right)^2 + \left(-\frac{d\varphi}{dt_2} \cdot \Delta t_2\right)^2 + \left(\frac{d\varphi}{dT} \cdot \Delta T\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{360^\circ \cdot \Delta t_1}{T}\right)^2 + \left(\frac{360^\circ \cdot \Delta t_2}{T}\right)^2 + \left(\frac{360^\circ \cdot t_\varphi}{T}\right)^2},$$
(5)

где Δt_1 – абсолютная погрешность координаты перехода через ноль измеряемого сигнала; Δt_2 – абсолютная погрешность координаты времени по заднему или переднему фронту импульса

Величины Δt_1 , ΔT зависят от построения модели, и в данном случае определяются периодом дискретизации, так как АЦП и блок измерения периода тактируются одним

высокостабильным кварцевым генератором, величина Δt_2 определяется периодом сигнала и абсолютной нестабильностью частоты Δf опорного генератора.

Реально достижимые величины частот дискретизации АЦП, выпускаемых компанией Analog Devices, Inc для высокоскоростных АЦП лежат в пределах от 0.125 Ггц до 1 ГГц [3]. Выбор частоты дискретизации определяется частотой сигнала с измеряемой фазой. Для грубого определения разности фаз необходимо, чтобы частота дискретизации превышала частоту сигнала в 500–600 раз [4]. Абсолютная нестабильность частоты высокостабильных кварцевых генераторов фирмы Epson может достигать 20–30 Гц при синтезируемых частотах порядка десятков МГц [5].

В результате расчетов в системе MATLAB были построены графики следующих зависимостей: $\Delta \varphi(\Delta t_1)$; $\Delta \varphi(\Delta t_2)$; $\Delta \varphi(t_{\varphi})$; $\Delta \varphi(T)$; $\Delta \varphi(\Delta T)$, по которым можно судить о требованиях, предъявляемых для получения минимальной погрешности измерения разности фаз. При построении графиков зависимости абсолютной погрешности измерения разности фаз от одного из пяти параметров, входящих в формулу (5), при изменении которого, остальные параметры являлись константными: $t_{\varphi} = 1hc$, $\Delta t_1 = \Delta T = 2hc$,

$$\Delta f = 20 \, \Gamma \mu, \, \frac{1}{T} = 1 M \epsilon \mu.$$

Исследуя полученные графики зависимости погрешности измерения разности фаз от различных параметров, входящих в формулу (5), можно сказать, что определяющее влияние на погрешность измерения ФС в данной модели влияет выбор частоты дискретизации и периода измеряемого сигнала. При $\Delta t_1 = 10 \mu c$ (что соответствует частоте дискретизации 100 МГц) и прочих константных параметрах была получена максимальная погрешность измерения ФС, равная 3.6° . Минимальная погрешность измерения ФС была получена при увеличении периода измеряемого сигнала и составила 0.1018° при длительности периода $T = 10^{-5} c$. Максимальная погрешность измерения ФС при изменении абсолютной нестабильности частоты ОГ составила 0.7209° , а минимальная 0.72° при $\Delta f = 100 \Gamma \mu$ и $\Delta f = 20 \Gamma \mu$ соответственно, однако данная составляющая погрешности вносит существенный вклад в результирующую погрешность ФС при низких частотах сигнала, так как в данном случае возможна ситуация, когда $\Delta t_1 \approx \Delta t_2$. Влияние величины измеряемой задержки t_{φ} несущественно при измерении времени задержки минимум в 10 раз меньше периода измеряемого сигнала. Влияние погрешности измерения периода Т

Рассмотрим описанный выше измеритель разности фаз применительно к ситуации, когда опорный сигнал и сигнал с измеряемой фазой поступают на вход измерителя разновременно. На практике данную задачу необходимо решать при определении координаты станции, используя при этом только один геостационарный спутник [6]. Так как сигнал будет приниматься в разное время, то схема, показанная на рис. 1 изменится и будет иметь вид, показанный на рис. 2.

Реализовать уменьшение погрешности дискретности возможно, если входной сигнал при помощи делителя напряжения разделить на n каналов. При этом каждый ответвленный сигнал пропускать через линию задержки, обеспечивающую сдвиг канала по времени на величину t_3 , меньшую периода дискретизации в m = 0, 1, 2, ..., n pa3,

т. е. $\frac{t_0}{m}$.



Рис. 2. Цифровой фазометр со сдвигом начала отсчета

Применяя такой ход, мы сдвигаем координату каждого отчета на шкале времени на величину времени задержки t_3 . В результате удается провести уточнение координаты перехода аналогового сигнала через нулевой уровень с точностью до величины $t_3 < t_0$.

Исключить необходимость наличия опорного и измеряемого сигналов на двух входах фазометра возможно при использовании сигнала от одного источника излучения, принятого в разные фиксированные промежутки времени. Сигнал, пришедший в момент времени t' оцифровывается и запоминается в памяти устройства. Далее, когда в момент времени t'' на вход фазометра поступает такой же сигнал с неизвестной частотой и начальной фазой, отсчеты сигнала, оцифрованного ранее, выступают в роли опорного сигнала. Измерение разности фаз в данном случает происходит в цифровой форме. Сдвиг сигнала по фазе осуществляется в аналоговой форме, перед оцифровкой. Фазовый сдвиг будет определяться похожим с (4) образом, однако суммарная погрешность в данном случае будет иметь уже несколько другое выражение, в связи с разновременным приемом сигналов:

$$\varphi = \frac{360^{\circ} \cdot (t_1' - t_2'')}{T_1} = \frac{360^{\circ} \cdot t_1'}{T_1} - \frac{360^{\circ} \cdot t_2''}{T_2}$$
(6)

где T_1 – период сигнала, принятого в момент времени t'; T_2 – период сигнала, принятого в момент времени t''; t_1' – координата перехода через ноль сигнала, принятого в момент времени t'; t_2'' – координата перехода через ноль сигнала, принятого в момент времени t'; t_2'' – координата перехода через ноль сигнала, принятого в момент времени t''.

$$\Delta \varphi = \sqrt{\left(\frac{d\varphi}{dt_1} \cdot \Delta t_1'\right)^2 + \left(-\frac{d\varphi}{dt_2} \cdot \Delta t_2''\right)^2 + \left(\frac{d\varphi}{dT_1} \cdot \Delta T_1\right)^2 + \left(\frac{d\varphi}{dT_2} \cdot \Delta T_2\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{360^\circ \cdot \Delta t_1'}{T_1}\right)^2 + \left(\frac{360^\circ \cdot \Delta t_2''}{T_2}\right)^2 + \left(\frac{360^\circ \cdot t_1' \cdot \Delta T_1}{T_1^2}\right)^2 + \left(\frac{360^\circ \cdot t_2'' \cdot \Delta T_2}{T_2^2}\right)^2}{T_2^2}}$$
(7)

В данном случае величины Δt_1 ' и Δt_2 " являются абсолютными погрешностями измерения времени перехода через ноль первого и второго сигнала, принятых разновременно. В рамках проведения измерений можно будет искусственно занулить t_1 ', а время t_2 ", исключая все известные задержки (время движения спутника, аппаратные задержки и др.), будет равно времени t_{φ} (4), т. е. времени смещения одного сигнала относительно другого из-за прохождения сигналами разных расстояний, ввиду смещения спутника на орбите. В связи с таким подходом, формула 8 примет следую-

щий вид:
$$\Delta \varphi = \sqrt{\left(\frac{360^{\circ} \cdot \Delta t_1'}{T_1}\right)^2 + \left(\frac{360^{\circ} \cdot \Delta t_2''}{T_2}\right)^2 + \left(\frac{360^{\circ} \cdot t_{\varphi} \cdot \Delta T_2}{T_2^2}\right)^2}$$
. Отличие данной фор-

мулы от формулы (5) состоит в том, что величина Δt_2 " в отличие от Δt_2 из формулы (5) зависит от периода дискретизации t_0 , т. е. ошибка измерения времени перехода через ноль опорного сигнала становится намного больше, нежели для схемы с опорным генератором.

Для случая, когда сигналы обрабатываются в одном и том же устройстве и имеют в идеале равные периоды ($\Delta t_1' = \Delta t_2''$, $T_1 = T_2$), а времена измеряемых задержек t_{φ} , хотя бы в 10 раз меньших периода слабо влияют на погрешность измерения ФС, также как и погрешность измерения периода (о чем было сказано выше, при исследовании классического цифрового измерителя разности фаз).

По построенным графикам $\Delta \varphi(\Delta t_1'), \Delta \varphi(T_2)$ и $\Delta \varphi(\Delta T_2)$ можно сказать, что, как и для модели классического измерителя разности фаз, данные параметры являются определяющими основной доли погрешности измерения разности фаз. При тех же константных параметрах $t_{\varphi} = 1_{HC}, \Delta t_1' = \Delta t_2'' = \Delta T = 2_{HC}, \frac{1}{T} = 1M_{2}\mu$ получим максимальную погрешность измерения разности фаз при изменении величины $\Delta t_1'$. При $\Delta t_1' = 10$ нс получим максимальную ошибку измерения разности фаз 5.0912°. Минимальная погрешность измерения разности фаз будет также достигнута при периоде сигнала T= 10^{-5} и составит 0.1018°, т. е. при данном способе измерения ФС минимальная погрешность измерения ФС будет соизмерима с погрешностью, получаемой при использовании классического фазометра. Формула (5) и формула (7) дают похожие результаты при $\Delta t_2'' \approx \Delta t_2 \approx \Delta t_1$.

Исследование выполнено при поддержке краевого государственного автономного учреждения «Красноярский краевой фонд поддержки научной и научно-технической деятельности» в рамках реализации проекта: «Подготовка к внедрению программноаппаратного комплекса для автоматизации испытаний бортовой аппаратуры командно-измерительной системы в АО "ИСС"».

Список литературы

1. Чмых М.К. Цифровая фазометрия. М.: Радио и связь, 1993.

2. Попов Е.А., Успенская Г.И. Статистическая обработка результатов измерений в лабораторном практикуме. Нижний Новгород, 2015.

3. http://www.analog.com

4. Камышникова А.С., Зубов Т.А., Сухотин В.В.. Измерение разности фаз при радиопеленгации в системах спутниковой связи // Сб. тр. конф. «Современные проблемы радиоэлектроники». 2016.

5. http://www5.epsondevice.com/en/

6. Калашникова А.С. Метод определения координат радиопередатчика с использованием геостационарного искусственного спутника Земли. ЗАО «Изд-во "Радиотехника"», 2015.

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ОДНОЧАСТОТНОЙ АППАРАТУРЫ GPS ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ ОТКЛИКА ИОНОСФЕРЫ НА ПАДЕНИЕ ЧЕЛЯБИНСКОГО МЕТЕОРОИДА

А. А. Холмогоров, В. Б. Иванов

Иркутский государственный университет, г. Иркутск E-mails: varagon007@gmail.com; ivb@ivb.baikal.ru

На примере падения Челябинского метеороида показана возможность регистрации соответствующего отклика ионосферы по сигналам спутниковых радионавигационных систем. При этом регистрация возможна как двухчастотной, так и одночастотной аппаратурой. По времени регистрации начала отклика получена оценка скорости распространения первичного возмущения в верхней атмосфере.

В настоящее время не вызывает сомнений тот факт, что нерегулярные геогелиофизические события генерируют возмущения полного электронного содержания (ПЭС) ионосферы, доступные для регистрации и дальнейшему количественному анализу. К таким событиям можно отнести солнечные затмения, мощные землетрясения, тропические циклоны. Инструментом детектирования возмущений ПЭС является приемная аппаратура сигналов спутниковых радионавигационных систем. Теоретические основы и методики соответствующих измерений описаны, в частности в монографии [1]. Примеры реализации такого типа исследований подробно представлены, в частности, в диссертации Н.П. Переваловой [2].

Практически все исследования вариаций ПЭС были выполнены на основе измерений временного хода фазы несущей спутниковых радионавигационных сигналов на двух частотах. Такие измерения позволяют изучать относительные (с точностью до аддитивной постоянной) временные вариации наклонных ПЭС с достаточно высокой точностью. Однако в таких экспериментах используется весьма дорогостоящая приемная аппаратура. В то же время имеется принципиальная возможность проводить подобные измерения и на относительно недорогих и широко распространенных одночастотных приемниках GPS/ГЛОНАСС. При этом используется временной ход фазы несущей и так называемой псевдодальности только на одной частоте. Безусловно, эти измерения существенно менее точны по сравнению с чисто фазовыми, но, можно ожидать, что в определенных условиях и для определенных целей точность измерений может быть удовлетворительной.

При регистрации сигналов GPS/ГЛОНАСС на двух частотах L1 и L2 возможно измерение временных ходов фазы принимаемых сигналов с точностью до неизвестной аддитивной постоянной – так называемой фазовой неоднозначности [3]. При этом точность измерения фазы оценивается в сотые доли радиана или, в соответствии с длинами радиоволн, составляет миллиметры. Величина полного электронного содержания вдоль луча от фазового центра антенны спутника до антенны приемника определяется известной формулой:

$$I = \frac{1}{40.308} \frac{f_1^2 f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} [(L_1 \lambda_1 - L_2 \lambda_2) + const],$$
(1)

где f_1 и f_2 – частоты радиоволн; $L_1\lambda_1$ и $L_2\lambda_2$ – фазовые пути на соответствующих частотах. Наличие неизвестной константы const в формуле (1) связано именно с фазовой неоднозначностью. Таким образом, имеется возможность измерять не абсолютное значение ПЭС, а его изменения во времени относительно начального момента регистрации. При этом измерению подлежат вариации ПЭС относительно начального момента вдоль
траектории распространения сигнала, то есть наклонное полное электронное содержание. Именно формула (1) используется во всех измерениях с помощью двухчастотных приемников GPS/ГЛОНАСС.

За счет того, что вклад от ионосферы в фазовый путь входит с противоположным знаком относительно вклада в групповой путь, то вычитание из группового пути (псевдодальности) фазового пути дает только удвоенное значение ионосферного запаздывания и шум кодовых измерений. В окончательном виде значение ПЭС, полученное таким способом на одночастотном приемнике для частоты L1 будет иметь вид:

$$I = 3.08 \left(C1 - L_1 \lambda_1 \right) \,. \tag{2}$$

Здесь, для единообразия с формулой (1) вновь использовано произведение $L_l\lambda_l$. Под *C*1 следует понимать псевдодальность, полученную для сигнала кода C/A так, что величины в разности в скобках соотношения (2) могут быть взяты непосредственно из RINEX-файлов. ПЭС, рассчитанное по формуле (4), уже представлено в единицах TECU (10^{16} м⁻²).

Челябинский метеороид по оценкам НАСА является самым крупным из известных космических тел, достигших Земли после 1908 года – падения Тунгусского метеорита. Метеороид, по разным оценкам массой до 11 тысяч тонн, вошел в атмосферу Земли со скоростью около 18 км/с. Основной взрыв произошел на высоте от 21 до 25 км 15.02.2016 в 3:20:30 UTC в точке с координатами 54.84° северной широты и 61.46° восточной долготы. Космическое тело двигалось по основному азимуту 290 градусов. Угол входа в атмосферу составил 20° к горизонту. Траектория была вычислена различными учеными, например, астрономами из Колумбии [4] с помощью многочисленных камер видеонаблюдения и видеорегистраторов.

Мощность взрыва, по различным оценкам, достигла величины около 1,5 Мт в тротиловом эквиваленте. Вполне ожидаемым было то, что последствия взрыва отразились в различных геосферах: ионосфере, тропосфере и литосфере, вызвав землетрясение магнитудой до 4.

Для мониторинга нерегулярных явлений в ионосфере в настоящее время используется целый ряд различных технологий. Падение Челябинского метеороида удалось сопроводить при помощи радара EKB российского сегмента когерентных радаров декаметрового диапазона сети SuperDarn [5], системы ионозондов [6, 7], средств радиотомографии [6, 7], и спутниковых навигационных систем [7–11]. Следует отметить, что использование всех вышеупомянутых средств осложняется весьма низкой плотностью сети инструментов на территории Российской федерации.

В соответствии с основной целью работы были проведены измерения временных ходов ПЭС с использованием данных со станций международной сети IGS, представленных на ftp-серверах в виде файлов в формате RINEX. Извлечение необходимой информации из RINEX-файлов и ее первичная обработка выполнялась с использованием пакета программ GPS Toolkit [12, 13]. Анализировались временные зависимости наклонных ПЭС для различных пар СТАНЦИЯ IGS – СПУТНИК GPS. Были выбраны те пары СТАНЦИЯ – СПУТНИК, для которых уверенно детектировался ионосферный эффект взрыва метеороида для пар ARTU – PRN26, NOVM – PRN30, ZECK – PRN26.

Детектирование эффекта производилось посредством сравнения временных ходов наклонных ПЭС в день события и в два контрольных дня – за одни сутки до события и в последующие сутки. Соответствующие графики для указанных пар представлены на рис. 1. Расчеты проводились для двухчастотного режима по формуле (1) с исключением константы, связанной с фазовой неоднозначностью так, что начальное значение ПЭС принималось равным нулю. На рис. 1 представлено три графика для указанных

выше пар станция-спутник, соответственно, сверху вниз: ARTU – PRN26, NOVM – PRN30, ZECK – PRN26. Вертикальной прямой на всех графиках отмечено время взрыва Челябинского метеороида, сплошной линией на графиках показано поведение наклонного ПЭС за сутки до падения, штрих-пунктирной линией – день падения, пунктирная линия – день после, для станции NOVM отсутствовали данные для дня после, поэтому на графике они не представлены.



Рис. 1. Сравнение временного хода наклонного ПЭС для пар станция-спутник (сверху вниз): ARTU – PRN26, NOVM – PRN30, ZECK – PRN26. Вертикальной линией на всех графиках отмечено время взрыва Челябинского метеороида, сплошной линией на графиках показано поведение наклонного ПЭС за сутки до падения, штрих-пунктирной линией – день падения, пунктирная линия – день после

Из рис. 1 видно, что ионосферный эффект Челябинского метеороида достаточно уверенно регистрируется в виде появления на временном ходе наклонного ПЭС нерегулярных (квазипериодических) вариаций, начинающихся с некоторого момента времени, продолжающихся значительное время и не наблюдаемых в соседних сутках.

Одной из поставленных задач было изучение возможности регистрации эффекта по данным, полученным на одной частоте L1 – вариаций псевдодальности по коду C1 и фазы несущей на основной частоте. Поскольку кодовые измерения существенно зашумлены по сравнению с чисто фазовыми (как в двухчастотном режиме), данные одночастотных измерений были подвергнуты предварительной обработке, заключающейся в усреднении, с использованием плавающего среднего с временным интервалом в 7 минут. В результате и для одночастотных измерений были получены временные вариации ПЭС, на котором выявлены аналогичные двухчастотному режиму особенности, связанные с падением метеороида. Типичная ситуация показана на рис. 2. Здесь для пары ARTU – PRN26 представлены временные хода ПЭС в обоих режимах. Сплошной линией показан ход наклонного ПЭС, вычисленного по двухчастотным измерениям, и штрих-пунктирной – соответственно по одночастотным измерениям.



Рис. 2. Сравнение поведение наклонного ПЭС вычисленного по двухчастотным (сплошная линия) и одночастотным (штрих-пунктирная линия) измерениям для пары ARTU – PRN26

Фиксация на временном ходе ПЭС начала отклика ионосферы на событие позволяет оценить среднюю скорость распространения возмущения в верхней атмосфере от точки взрыва до ионосферных высот. Для этого по каждой из рассматриваемых пар СТАНЦИЯ – СПУТНИК рассчитывалось соответствующие расстояния до ионосферных точек, за высоту ионосферных точек была принята высота в 300 км от поверхности.

Числовые данные представлены в таблице. В ней указаны соответствующие пары станция-спутник, для каждой из которых указано время начала наблюдения эффекта после взрыва в атмосфере, расстояние от места взрыва до соответствующей ионосферной точки и скорость реакции.

Таблица

Станция	Спутник Время после взрыва в атмосфере, с		Расстояние от взрыва в атмосфере, км	Скорость реакции, м/с	
ARTU	PRN26	930	485	522	
NOVM	PRN30	570	430	754	
ZECK	PRN26	2370	1749	738	

Скорость реакции ионосферы на взрыв Челябинского метеороида

Как известно, например, из работы [14], скорость звука в атмосфере меняется с высотой от 300 м/с до 900 м/с. Таким образом, значения скорости из таблицы 1 вполне соответствуют звуковым, что позволяет сделать вывод о том, что первичным агентом передачи возмущения, вероятно, является волна акустической природы.

Список литературы

1. Афраймович Э.Л., Перевалова Н.П. GPS-мониторинг верхней атмосферы Земли. Иркутск: ГУ НЦ ВСНЦ СО РАМН, 2006. 480 с.

2. Перевалова Н.П. Исследование ионосферных возмущений методом трансионосферного GPSзондирования: дис. ... д-ра физ.-мат. наук: 25.00.29. Иркутск, 2014. 286 с.

3. Шебшаевич В. С., Дмитриев П. П., Иванцевич Н.В. Сетевые спутниковые радионавигационные системы. М.: Радио и связь, 1993. 408 с.

4. Zuluaga J. I.; Ferrin I. A preliminary reconstruction of the orbit of the Chelyabinsk Meteoroid. https://arxiv.org/abs/1302.5377. 2013

5. Ионосферные эффекты в первые два часа после падения метеорита «Челябинск» / О.И. Бернгардт, В.И. Куркин, Г.А. Жеребцов, О.А. Кусонский, С.А. Григорьева // Солнечно-земная физика. 2013. Вып. 24. С. 3–14.

6. Ионосферные эффекты, стимулированные Челябинским метеоритом / Г.В. Гивишвили, Л.Н. Лещенко, В.В. Алпатов, С.А. Григорьева, С.В. Журавлев, В.Д. Кузнецов, О.А. Кусонский, В.Б. Лапшин, М.В. Рыбаков // Астрономический вестник. 2013. Т. 47. № 4. С. 304–311.

7. Региональные возмущения ионосферы и ошибки позиционирования наземного навигационного приемника при взрыве Челябинского (Чебаркульского) метеороида 15.02.2013 г. / А.В. Тертышников, В.В. Алпатов, Я.В. Глухов, Д.В. Давиденко // Гелеофизические исследования. 2013. Вып. 5. С. 65–73.

8. Поведение полного электронного содержания во время пролета и взрыва Челябинского метеороида / Н.П. Перевалова, Н.В. Шестаков, А.С. Жупитяева, Ю.В. Ясюкевич, С.В. Воейков, К.А. Кутелев // Солнечно-земная физика. 2013. Вып. 24. С. 34–41.

9. Ружин Ю.Я., Кузнецов В.Д., Смирнов В.М. Отклик ионосферы на вторжение и взрыв южноуральского суперболида // Геомагнетизм и аэрономия. 2014. Т. 54. № 5. С. 646–657.

10. Черногор Л.Ф. Эффекты Челябинского метеороида в ионосфере // Геомагнетизм и аэрономия. 2015. Т. 55. № 3. С. 370–385.

11. Воейков С.В., Бернгардт О.И., Шестаков Н.В. Использование индекса возмущенности вертикальных вариаций ПЭС при исследовании ионосферных эффектов Челябинского метеорита // Геомагнетизм и аэрономия. 2016. Т. 56. № 2. С. 234–243.

12. Tolman B.W., Harris R.B. The GPS Toolkit // Linux Journal. 2004. P. 72.

13. Harris R.B., Mach R.G. GPSTk-An Open Source GPS Toolkit // GPS Solutions. 2007. V. 11. № 2. P. 145–150.

14. Dynamics of vertical ionospheric inhomogeneities over Irkutsk during 06:00–06:20UT 11/03/2011 caused by Tohoku earthquake / O.I. Berngardt, G.V. Kotovich, S.Ya. Mikhailov, A.V. Podlesnyi // Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics. 2015. № 132. P. 106–115.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ КОМАНДНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

А. В. Мишуров¹, А. В. Хныкин², А. И. Вильданов³

¹Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: amishurov@sfu-kras.ru ²Институт космических и информационных технологий ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского 26, корп. УЛК E-mail: antonkhnykin@gmail.com ³Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва» 662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52 E-mail: vildanov@iss-reshetnev.ru

Искусственные спутники Земли как сложные высокотехнологичные изделия требуют системного подхода к проектированию и производству. В современных реалиях каждый космический аппарат обладает уникальными эксплуатационными характеристиками, присущими только ему. Теория систем и системная инженерия – базовые подходы, которые должны контролировать весь процесс: от выбора обобщённой модели устройства, до вывода машины на финишные испытания и контроль качества. Такие системы являются дорогостоящими и их серийный выпуск не целесообразен по финансовым соображениям или узости области применения. Попытка учесть и требования заказчика, и требования регламентирующих документов приводят к противоречиям при выборе конкретных технологий реализации. Поэтому управление требованиями в соответствии с ГОСТами, ТУ, РД и прочим нормативным документами для мелкосерийного или штучного производства современного оборудования – настоящая проблема.

Многие страны разработали и успешно используют собственные стандарты спутниковых технологий для координации деятельности предприятий промышленности, выпускающих различные составные части Космических Аппаратов (КА), и эксплуатирующих организаций. Однако, поскольку спутниковые технологии являются общим достижением человечества, то возникла необходимость международного сотрудничества участников национальных космических программ. Это вылилось в создание в 1982 г. Международного консультативного комитета по системам космических данных (The Consultative Committee for Space Data Systems, CCSDS), генеральной целью которого является координация деятельности в этой сфере [1]. В CCSDS в настоящее время входят 11 национальных космических агентств, 28 стран-наблюдателей и более 140 промышленных партнеров. CCSDS является интернациональным форумом для развития стандартов систем связи, передачи данных и космических полетов.

Разработка, производство и эксплуатация КА, находящегося на значительно удалении от Наземного Комплекса Управления (НКУ) и работающего в агрессивной среде глубокого вакуума формируют особые требования по сравнению с аппаратурой земного базирования, доступной для контроля работоспособности и ремонта. В настоящее время освоен достаточно большой срок активного существования, вплоть до 15 лет, что достигается не только использованием конструкционных материалов особой прочности или высоконадежных изделий микроэлектроники, но и резервированием узлов и подсистем. Кроме того, важную роль играет управление работой систем и узлов КА, обеспечивающее изменение режимов работы, если это вызвано необходимостью восстановления хотя бы части функций. Для выполнения этих требований значения параметров и режимов КА непрерывно передаются в НКУ, где они контролируются и принимаются адекватные меры путем отправки соответствующих команд на КА. Эти функции выполняют Командно-измерительные системы (КИС) КА, в англоязычной литературе известные как TT@C – tracking, telemetry and command subsystem.

КИС КА обеспечивает передачу команд на КА на основе выделенного радиоканала. Бортовая часть КИС КА обеспечивает передачу в НКУ телеметрических данных с датчиков подсистем и узлов КА, а также полезной нагрузки. Работа Бортовой части КИС поддерживается другим самостоятельным радиоканалом.

Подсистема телеметрии отвечает за сбор данных из широкого спектра датчиков, извлекающих информацию о давлении в топливных баках, напряжения и потребляемых токов передатчиков, излучаемой мощности передатчика, критических напряжений и токов, температуры в различных подсистемах, состояния переключателей и подвижных механизмов, датчиков системы жизнеобеспечения, датчиков других инженерных подсистем на борту КА. Появление оборудования на микропроцессорной базе привело к повышению производительности обработки информации, в результате повысилась автономность КА и сложность выполняемой КА миссии. Позиция КА и ее эволюции отслеживаются также с помощью телеметрии.

Основная позиция CCSDS относительно системы слежения, телеметрии и передачи команд с НКУ на КА концентрируется не только в обеспечении большей автоматизации в рамках отдельных КА относительно более ранних решений, а также для обеспечения единства информационной основы различных подсистем, что приводит к большей перекрестной поддержки возможностей и услуг.

В соответствии с семиуровневой моделью OSI [2] рекомендациями CCSDS телеметрическая система КА основывается на двух основных концептуальных категориях: «пакетная телеметрия» и «канальное кодирование телеметрии».

Пакетная телеметрия обеспечивает эффективную передачу данных, полученных от источников, в стандартизированном виде и характеризуется высокой степенью автоматизации за счет использования помехоустойчивого кодирования, а также обнаружения и исправления ошибок, возникших в процессе распространения сигнала. Пакетная телеметрия предоставляет механизм для реализации общих структур данных и протоколы, которые могут способствовать развитию и эксплуатации КИС КА [3]. Канальное кодирование телеметрии обеспечивает обработку исходных данных таким образом, что отдельные сообщения легко отличаются друг от друга. Это позволяет реконструировать данные, передаваемые с КА в НУК, с низкой вероятностью ошибок, тем самым улучшая производительность канала. Кроме того, канальное кодирование направлено на обеспечение защиты телеметрического канала от возможного несанкционированного вмешательства.

Оценка параметров орбиты КА производится на основе измерения дальности КА и радиальной составляющей его скорости. Измерение дальности производится на основе измерения времени распространения дальномерного сигнала вида псевдослучайной последовательности по трассе НКУ – КА – НКУ [5]. Вторым вариантом рекомендуется измерение дальности путем оценки задержки фазы тонового сигнала, излучаемого и принимаемого в НКУ.

Широко известно [5], что точность измерения дальности определяется отношением сигнал/шум на выходе коррелятора:

$$q = \frac{E}{N_0}.$$
 (1)

Здесь N_0 – спектральная плотность мощности источника шума, $N_0 = 2D_{\rm m}/\Delta F$; $D_{\rm m}$ – дисперсия шума; $2\Delta F$ – ширина полосы частот, занимаемых сигналом (- ΔF ...+ ΔF); E – энергия сигнала s(t). В случае псевдослучайной последовательности в составе М чипов

$$E = \int_0^{MT} s^2(t) dt.$$
 (2)

Здесь Т – длительность чипа. Отсюда следует, что повышение точности измерения дальности в соответствии с рекомендациями CCSDS обеспечивается при увеличении М, что особенно актуально при работе с КА на высокоэллиптических орбитах. Однако в рекомендациях CCSDS не акцентируется важный вопрос одновременной передачи команд и дальномерной ПСП, кроме как использования с этой целью различных поднесущих частот. Но это не отвечает требованию уменьшения ширины полосы занимаемых частот. В [6] предлагается решение этого вопроса путем поочередной передачи команд и дальномерного сигнала на одной несущей. Недостаток такого подхода состоит в ограничении точности измерения дальности сверху, что особенно проявляется на этапе выведения КА в рабочую точку, когда управляющие команды отсылаются наиболее интенсивно. На этапе устойчивого функционирования в рабочей точке наиболее продуктивно использовать командную и дальномерную ПСП одинаковой длительности.

Вторым аспектом, не рассматриваемым CCSDS, является точность измерения радиальной составляющей скорости движения КА, которая определяется исключительно на основе измерения Доплеровского смещения частоты. Исследования показывают, что имеются резервы повышения точности Доплеровских измерений [7]. Имеют место другие несоответствия современному уровню развития науки и техники.

Причина отставания рекомендаций CCSDS от новых результатов интеллектуальной деятельности заключена в большом сроке со времени его принятия в 2010 г. Поэтому назрела необходимость разработки отечественного стандарта – эквивалента CCSDS.

Исследование выполнено при поддержке краевого государственного автономного учреждения «Красноярский краевой фонд поддержки научной и научно-технической деятельности» в рамках реализации проекта: «Подготовка к внедрению программноаппаратного комплекса для автоматизации испытаний бортовой аппаратуры командно-измерительной системы в АО "ИСС"».

Список литературы

1. CCSDS. Recommendation for space. Data system standard. A blue book, 2000. A green book, The CCSDS website, www.ccsds.org.

2. International Standards Organization. www.iso.org.

3. Скляр Б. Цифровая связь. М.-СПб.-Киев, 2003.

4. Pham T.T. DSN Chief System Engineer. 203, Rev. C Sequential Ranging DSN Telecommunications Link Design Handbook October 31, 2009.

5. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М., 1966.

6. Harles et al. Ranging system and method for satellites. US Patent 6864838, March, 8, 2005.

7. Панько С.П., Цимбал М.С. Измерение скорости космического аппарата // Исследования Наукограда. 2015. № 4 (14). С. 25–29.

ИНЪЕКТИРОВАНИЕ СБОЕВ В МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ СИСТЕМЫ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ

Е.С. Лепешкина, С.А. Чекмарев, В. Х. Ханов

Институт информатики и телекоммуникаций СибГАУ 660037, Россия, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31 E-mail: klepka1111.93@mail.ru

Обосновывается потребность в минимизации временной задержки при инъектировании одиночных сбоев в микропроцессорные системы, работающих в реальном времени. Делается обзор существующих работ по инъектированию в реальном времени основанных на методах внутрикристальной отладки. Представлена система внутрикристального инъектирования для микропроцессорных систем типа система на кристалле. Рассмотрены временные результаты внутрикристального инъектировании. Полученные малые задержки внесения сбоев позволяют утверждать, что внутрикристальное инъектирование не будет препятствовать работе микропроцессорных систем в реальном времени.

Инъектирование сбоев (Fault Injection, FI) это способ оценки сбоеустойчивости микропроцессорной системы путем преднамеренного введения (инъектирования) ошибок типа одиночные сбои (Single Event Upset, SEU [1]) во внешнюю память, а также во внутреннюю память: регистры и кэш. FI проводится для достижения двух целей: поиск наилучших решений для обеспечения сбоеустойчивости в процессе разработки, и тестирование микропроцессорной системы (МПС) на устойчивость к сбоям. Для получения надежных оценок сбоеустойчивости проводится серия FI-экспериментов при условии, что процессор нагружен, т. е. выполняется какое-либо программное обеспечение (ПО). В результате регистрируется поведение МПС (состояние памяти, результаты выполнения тестовой программы) во время внесения сбоев в память, которое после обрабатывается для получения необходимой оценки.

Методы инъекции сбоев можно классифицировать, например, по степени инвазивности [1]: инвазивные – имеется вмешательство в тестируемую систему, изменяющее в большей или меньшей степени его обычную структуру и рабочее состояние, и неинвазивные – внешнее вмешательство отсутствует. Среди множества методов лишь два прямо предназначены для тестирования сбоеустойчивости МПС: использования программного обеспечения и использования внутрикристального отладчика (On Chip Debbuger, OCD) для осуществления инъекций. Но если программные методы имитируют аппаратные сбои программным вмешательством, OCD-методы их реально производят, причем независимо от работающей программы, в связи, с чем они получили широкое распространение.

Средства отладки ОСD, включенные в состав большинства современных микропроцессоров, позволяют получить доступ к его внутренним ресурсам на чтение и для записи, причем без нарушения в работе работающих программных приложений. ОСD инфраструктура обеспечивает доступ к внутренним ресурсам параллельно с целевым аппаратным обеспечением микропроцессора и работающим ПО. Эта возможность используется для FI.

Инъекция сбоев через OCD, как правило, осуществляется с остановкой процессора и включает следующие шаги: установка точки прерывания и ожидание, когда текущая фоновая программа достигнет точки прерывания; при наступлении прерывания программы – отключение механизма сбоеустойчивости, чтение значения слова ячейки внутренней памяти, выбранной, например, случайным образом; изменение этого значения путем записи нового значения с внесенной, например, однократной битовой ошибкой; запись этого нового обратно в память; включение механизма сбоеустойчивости, восстановление выполнения прерванной программы. Другим вариантом является инъектирование без остановки процессора, но происходящее в моменты, когда процессор не обращается к ресурсу, являющемуся целью инъектирования, например, к внешней памяти. Для этого система инъектирования должна включать монитор обращений процессора к памяти.

Правильно спроектированная система OCD-инъектирования может производить внесение сбоев очень быстро. В ряде работ [2, 3] в качестве дополнительного отличительного параметра OCD-методов рассмотрена скорость инъектирования, в некоторых работах [4, 5] вводится понятие инъектирования в реальном времени (Real Time Fault Injection, RTFI). Вместе с тем в представленных работах не определена необходимость инъектирования в реальном времени и не определен критерий отнесения инъектирования к реальному времени. Ответам на данные вопросы посвящена данная работа.

Постановка задач. Определить требования к процессу иъектирования одиночных сбоев в МПС с позиций теории реального времени. Установить критерий отнесения процесса инъектирования к процессу реального времени. Провести сравнительный анализ известных систем инъектирования с минимальными задержками внесения сбоев. Для системы внутрикристального инъектирования получить задержки внесения сбоев и установить могут ли они охарактеризовать его как процесс, соответствующий работе МПС в реальном времени.

Инъектирование в реальном времени. Представим, что имеется МПС реального времени, сбоеустойчивость которой предстоит испытать с помощью инъектирования сбоев. В этом случае инъектирование должно осуществляться независимо и параллельно от работающей микропроцессорной системы, не изменяя ее производительность и позволяя ей оставаться такой, какой она и была, т. е. системой реального времени, при условии, что функционал сбоеустойчивости парирует все вносимые сбои.

Если сбои будут вноситься медленно, что в режиме с остановкой процессора, что в режиме без остановки процессора, то работа системы в реальном времени будет нарушена. Для режима с остановкой процессора необходимо сокращать время инъектирования и тем самым уменьшать время остановки. Для режима без остановки процессора также важно сокращать время инъектирования, так на время инъектирования память оказывается недоступной процессору, если он в этот момент захочет к ней обратиться.

Рассмотрим процесс внесения мультибитных сбоев (двукратных, трехкратных и т. д.). Мультибитные сбои должны одновременно воздействовать на несколько ячеек памяти, производя в них инвертирование содержания. Если сбой производится в смежные ячейки памяти, то его внести можно за одну операцию записи. Если же ячейки памяти несмежные, то произвести мультибитный сбой можно как множество однократных с минимальными временными задержками между ними, так чтобы не нарушилась работа МПС в реальном времени.

Заметим, что с уменьшением нормы проектирования элементной базы МПС увеличивается процент множественных сбоев от общего количества SEU, воздействующих на бортовую аппаратуру космических аппаратов. И если проблема парирования однократных сбоев методами применения помехоустойчивых кодов в настоящее время решена, то задача разработки эффективных и быстрых методов парирования двукратных сбоев находится еще на стадии решения. Поэтому технологии инъектирования множественных сбоев востребованы при разработке перспективных МПС, предназначенных для работы в условия ионизирующего излучения, например в космосе.

Таким образом, процесс инъектирования относится к реальному времени, если МПС во время инъектирования сбоев любой кратности продолжает обрабатывать входные данные в реальном времени.

В упоминавшихся работах [4, 5], в которых впервые определено RTFI, разработан процесс предопределенного инъектирования без остановки процессора во внешнюю память. При предопределенном инъектировании система инъектирования ожидает заранее определенного события, например равенства конкретной ячейки памяти, заранее определенному значению, и если процессор не обращается в память, производится инвертирование заранее заданной ячейки внешней памяти. Реальный режим инъектирования обеспечивается работой внешнего OCD-отладчика в режиме реального времени. Инъектирование во внутреннюю память (регистры процессора) осуществлялось с вмешательством в модель процессора, что противоречит принципу инвазивности. Внесение сбоев в кэш-память не рассматривалось, как и режим псевдослучайного инъектирования. Поэтому завершенность данных исследований для практики не высокая.

Внутрикристальное инъектирование. В работах [6, 7] предложена схема внутрикристального инъектирования для МПС типа система на кристалле (СнК), отличающаяся малыми задержками внесения одиночных сбоев. Инъектор сбоев в виде отдельного сложно-функционального блока (СФ-блока) располагается внутри процессора на внутрикристальной шине и в соответствии с заранее определенной методикой автономно проводит инъектирование.

На рис. 1 представлена разработанная схема инъектирования сбоев в СнКмикропроцессор с помощью аппаратного блока инъектирования [3]. Инъектор сбоев располагается внутри процессора, управляющий компьютер занимается сбором статистики через внешний интерфейс.



Рис. 1. Концептуальная архитектура FI-метода для МПС типа СнК

В качестве целевой системы выступает МПС на базе процессора LEON3. Данная архитектура инъектирования позволяет выполнять инъекции как во внутреннюю (регистры и кэш), так и во внешнюю память микропроцессора в режимах с остановкой так и без остановки процессора. В обоих режимах инъектирование можно проводить как псевдослучайным образом, так и предопределенно. Кроме того, можно проводить инъектирование одновременно и во внутреннюю и во внешнюю память. Кратность инъектирования может быть любая.

Особенностью представленной архитектуры является то, что кроме СФ-блока инъекции сбоев добавлять ничего не нужно. По окончанию процесса тестирования инъектор сбоев изымается из микропроцессора без каких-либо последствий. Поэтому данный метод инъектирования можно считать мало инвазивным. Экспериментальные исследования показали, что задержка инъектировани t_3 привязана к количеству тактов процессора в соответствии с выражением

$$t_{_{3}}=\frac{N_{_{0}}\pm\Delta_{_{N}}}{F},$$

где N_0 – среднее число тактов, необходимых для внесения инъекции; Δ_N – максимальное отклонение от среднего показателя числа тактов, необходимых для внесения инъекций; F – системная частота. Установлено, что для предложенной схемы значение $(N_0 + \Delta_N)$ составляет: в режиме с остановкой процессора – не более 61 системного такта, а в режиме без остановки процессора – не более 47 системных тактов, что составляет при тактовой частоте F = 25 МГц, соответственно, 2,44 и 1,88 мкс. Данные численные значения задержек получены для реализации МПС на базе процессора LEON3 во flash-FPGA фирмы Microsemi A3PE3000L.

Таким образом, внутрикристальное инъектирование можно охарактеризовать как очень быстрое. Задержки внутрикристального инъектирования для микропроцессорных систем типа система на кристалле равны нескольким десяткам системных тактов и составляют единицы микросекунд. Данные задержки не будут препятствовать работе микропроцессорной системы в реальном времени.

Список литературы

1. Development of a Fault Injection-Based Dependability Assessment Methodology for Digital I&C Systems // C.R. Elks, N.J. George, M.A. Reynolds, M. Miklo, C. Berger, S. Bingham, M. Sekhar, B.W. Johnson // NUREG/CR-7151, United States Nuclear Regulatory Commission. Vol. 1. 2012. 201 p.

2. Fault Injection Approach for Measuring SEU Sensitivity in Complex Processors / M. Portela-Garcia, C. Lopez-Ongil, M. Garcia-Valderas, L. Entrena, A Rapid // 13th IEEE International On-Line Testing Symposium Heraklion, Crete, Greece July 8 to July 11, 2007. P. 101–106.

3. Yue-li Hu, Ke-xin Zhang/ Design of On-Chip Debug Module Based on MCU // Proceedings of HDP. 2007. 4 p.

4. Real Time Fault Injection Using Enhanced OCD – A Performance Analysis / V. André, A. Fidalgo A., G. Alves, J. Ferreira // Defect and Fault Tolerance in VLSI Systems, 2006. DFT'06. 21st IEEE International Symposium 2006. P. 254–264.

5. Fidalgo, A. Real-time fault injection using enhanced on-chip debug infrastructures / A. Fidalgo, M. Gerigota, G. Alves, J. Ferreira // Microprocessors and Microsystems. 2011. № 25. P. 441–452.

6. Chekmarev S.A., Khanov V.Kh. Fault injection via on-chip debugging in the internal memory of systems-on-chip processor // TIAA 2015, IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering. Vol. 94. 2015. 6 p.

7. Chekmarev S.A., Khanov V.Kh., Antamoshkin O.A. Modification of Fault Injection Method via On-Chip Debugging for Processor Cores of Systems-On-Chip // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SibCon). Russia, Omsk, May 21–23, 2015. 4 p.

РАЗРАБОТКА МОДУЛЯ ОБРАБОТКИ ПОЛЕЗНОЙ ПОЛОСЫ НАЗЕМНОЙ СТАНЦИИ КОМАНДНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА В СТАНДАРТЕ CCSDS С ПРИМЕНЕНИЕМ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

В. В. Евстратько

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: evstrafly@list.ru

Рассмотрен вариант реализации модуля обработки полезной полосы наземной станции командноизмерительной системы космического аппарата с применением отечественных радиоэлектронных компонентов. Произведен расчет характеристик и выбор микросхем ЦАП, АЦП и ПЛИС. Также в статье рассмотрены возможные варианты конструктивного исполнения модуля обработки полезной полосы.

Производство систем спутниковых коммуникаций на современном этапе характеризуется непрерывным ростом технических требований к системам и узлам космических аппаратов и, как следствие, к наземным средствам, обеспечивающим полет космического аппарата. В части командно-измерительных систем (КИС) управления космическими аппаратами наблюдается насыщение рынка импортируемыми изделиями на фоне полного отсутствия изделий отечественного производства. По этой причине актуальна задача создания импортозамещающего конкурентоспособного оборудования КИС в стандарте CCSDS, серийно выпускаемого отечественной промышленностью, реализуемого на внутреннем и внешнем рынках телекоммуникационной продукции.

Командно-измерительная система космического аппарата (КА) состоит из двух основных частей: бортовой аппаратуры командно-измерительной системы (БА КИС) и наземного сегмента командно-измерительной системы (НС КИС). Для управления КА необходимы система передачи команд управления (КУ) от НС КИСк БА КИС, система передачи телеметрической информации (ТМ) от БА КИС к НС КИС, и система измерения текущих навигационных параметров (ИТНП). К основным ТНП относят дальность КА относительно центра управления полетом (ЦУП) и его скорость [1].

Функции передачи КУ, приема ТМ, измерения ТНП в составе НС КИС выполняет так называемый модуль обработки полезной полосы (МОПП).

На рис. 1 приведены структурная схема МОПП, выполненная в соответствии со стандартом CCSDS (Consultative Committee for Space Data Systems) – Международный Консультативный Комитет по космическим системам передачи данных [2].

Схема состоит из трех основных узлов: управляющая ЭВМ, блок ЦОС, блок ВЧ. Управление режимами МОПП с помощью интерфейса пользователя, формирование данных КУ, анализ данных ТМ и обработку данных ИТНП выполняет управляющая ЭВМ. За обработку скоростных потоков данных, а также за точные измерения параметров сигналов отвечает блок цифровой обработки сигналов (ЦОС). Цифро-аналоговое, аналого-цифровое, частотное преобразование и усиление сигналов производится в блоке высокой частоты (блок ВЧ).

Для выбора элементной базы устройства МОПП зададимся параметрами канала для одного КА (табл. 1).

Современные устройства обработки сигналов, как правило, строятся по схеме квадратурного преобразователя. В этом случае выбирают рабочую частоту для ЦАП и АЦП в 2,5–3 раза больше, чем ширина полосы обрабатываемого сигнала [3]. Произведем расчет максимальной ширины полосы частот приемного и передающего трактов для частотной и фазовой модуляции.



Рис. 1. Структурная схема МОПП

Таблица 1

Частота ПЧ на прием и передачу	70 МГц, 1200 МГц
Уровень сигнала на входе	от –5 до –95 дБм
Тип модуляции	PCM\BPSK (QPSK)\PM; PCM\BPSK (QPSK)\FM
Максимальная скорость манипуляции при приеме ТМ	600 кбит/ с
Максимальная скорость манипуляции при передаче КУ	128 кбит/с
Максимальная частота тона измерения дальности	1,5 МГц
Максимальная ширина полосы сигнала измерения дальности в режиме ПСП	1,5 МГц
Максимальная девиация фазы (схема PCM\BPSK (QPSK)\PM)	2,5 радиан
Максимальная девиация частоты (схема PCM\BPSK (QPSK)\FM)	2 МГц

Максимальная ширина полосы частот одного канала КА для приемного тракта (фазовая модуляция) [4]:

$$\Delta fnp = (1 + Pd)(\Delta fug + 4 \times V_{TM}) = (1 + 2,5)(1,5 + 4 \times 0,6) = 9,9 \text{ M}\Gamma \mathfrak{l}, \tag{1}$$

где ∆fuд – максимальная частота тона измерения дальности или максимальная ширина полосы сигнала измерения дальности в режиме ПСП; Vтм – максимальная скорость манипуляции при приеме TM; Pd – девиация фазы.

Минимальная тактовая частота АЦП:

faun =
$$3 \times \Delta fnp = 19,8 M\Gamma u$$
, (2)

Максимальная ширина полосы частот одного канала КА для передающего тракта (частотная модуляция) [4]:

$$\Delta \text{fnep} = 2(\Delta \text{fug} + 4 \times \text{Vky} + \text{fd}) = (1,5 + 4 \times 0,128 + 2) = 8,024 \text{ MFu}, \quad (3)$$

где ∆fид – максимальная частота тона измерения дальности или максимальная ширина полосы сигнала измерения дальности в режиме ПСП; Vку – максимальная скорость манипуляции при передаче КУ; fd – девиация частоты.

fцап =
$$3 \times \Delta \text{fnep} = 16,048 \text{ M} \Gamma \mu$$
, (4)

На сегодняшний день основным отечественным производителем скоростных АЦП является предприятие АО «ПКК Миландр», выпускающее АЦП с максимальной тактовой частотой до 125 МГц. Основные технические характеристики отечественных скоростных АЦП приведены в табл. 2.

Характеристика	5101HB015	K5101HB025	
Тактовая частота, МГц	20125	1075	
Отношение сигнал / шум, дБ	67	60	
Свободный от ошибок динамиче-	75	65	
ский диапазон, дБ	15		
Интегральная нелинейность, число	+6	±10	
младших значащих разрядов	10		
Дифференциальная нелинейность,	+0.7	-12	
число младших значащих разрядов	-0,7		

Для блока ВЧ приемника МОПП выберем АЦП с наибольшим динамическим диапазоном и тактовой частотой в соответствии с (2) - 5101HB015.

Скоростные отечественные ЦАП представлены серией преобразователей, выпускаемых предприятием АО «НИИЭТ». Основные технические характеристики преобразователей приведены в табл. 3.

Характеристика	1273IIA5Y	1273IIA6Y	1273IIA11T	1273IIA12T	1273IIA13T
Разрядность входного кода, бит	14	14	8	12	14
Число каналов	1	1	1	2	2
Максимальная частота входного тактового сигнала, МГц	160	150	600	160	160
Максимальная частота формируемого аналогового сигнала, МГц	200	150	600	275	200
Интегральная нелинейность, число млад- ших значащих разрядов	±3,5	±2,5	±1	±6,5	±5
Дифференциальная нелинейность, число младших значащих разрядов	±2,0	±1,5	±3	±3,3	±3,0

Таблица 3

Таблица 2

Для блока ВЧ передатичка МОПП выберем ЦАП с наибольшим динамическим диапазоном и тактовой частотой в соответствии с (4) – 1273ПА5У.

В настоящее время производителем ПЛИС в нашей стране является предприятие АО «ВЗПП-С». Основные технические характеристики отечественных ПЛИС приведены в табл. 4.

Таблица 4

Характеристика	5576XC1T	5576XC4T	5578TC015	5578TC024
Логическая емкость, вент.	50 000	200 000	300 000	500 000
Объем встроенной памяти, кбайт	2,5	12	31,5	44,97
Количество аппаратных умножителей 18х18, шт.	-	—	14	20
Количество логических элементов	2880	9984	5040	7200
Количество логических блоков	360	1248	630	900
Количество пользовательских линий ввода / вывода	176	171	172	172
Максимальная частота входного тактового сигнала, МГц	50	50	250	250

Для блока ЦОС МОПП выберем наиболее производительную микросхему ПЛИС – 5578TC024.

Для расчета количества микросхем ПЛИС, необходимых для блока ЦОС МОПП, произведем расчет количества логических элементов, необходимого для реализации всех функций блока ЦОС (табл. 5).

	Таблица 5
Тип устройства	Количество ЛЭ
Модулятор ФМ, ЧМ	1000
Модулятор BPSK, QPSK	1000
Помехоустойчивый кодер	3000
Генератор ПСП	500
Генератор тона	1000
Коррелятор	2500
Фазометр	2500
Система АПЧ	4000
Демодулятор ФМ, ЧМ	3000
Демодулятор BPSK, QPSK	4000
Помехоустойчивый декодер	3000
Всего ЛЭ	25000

С учетом количества ЛЭ для реализации блока ЦОС одного канала МОПП необходимо 4 ПЛИС типа 5578TC024 (7200 ЛЭ × 4 = 28800 ЛЭ).

На рис. 2 приведена структурная схема устройства МОПП, реализованного с применением отечественных микросхем ПЛИС, ЦАП и АЦП.

Приемный и передающий тракт МОПП выполнены по схеме квадратурного преобразователя. Генератор ПЧ, понижающий и повышающий преобразователи выполнены на дискретных радиоэлектронных компонентах. Квадратурный ЦАП выполнен на двух микросхемах типа 1273ПА5У, квадратурный АЦП выполнен на двух микросхемах типа 5101HB015.

В блоке ЦОС применены четыре микросхемы ПЛИС типа 5578TC024, при этом все узы блока ЦОС распределены по функциональному назначению в разные микросхемы ПЛИС.

В качестве управляющей ЭВМ в схеме применена ЭВМ на основе отечественного микропроцессора Эльбрус-4С (1891ВМ8Я).

При работе МОПП в составе НКУ необходимо производить управление одновременно несколькими космическими аппаратами [5], поэтому схема МОПП должна быть многоканальной, как показано на рис. 3.



Рис. 2. Структурная схема МОПП с применением отечественных РЭК



Рис. 3. Структурная схема многоканального МОПП

МОПП, реализованный по данной схеме, позволяет обрабатывать сигналы одновременно с нескольких спутников. При этом управление и контроль КА производится через интерфейс пользователя одной управляющей ЭВМ. Особенностью данной схемы также является один для всех каналов КА высокочастотный блок, к которому через конвертеры подключаются передающая и приемная антенны НКУ.

На рис. 4 показано возможное конструктивное исполнение МОПП. Устройство выполнено в виде крейта, в который вставляются модули: управляющая ЭВМ, высокочастотный блок, блоки ЦОС для разных каналов КА.

0								0
0	0	0	0	0	0	0	0	
	УПРАВЛЯЮЩАЯ ЭВМ		Канал КА 1	Канал КА 2	Канал КА 3	Канал КА N	\odot	
							\odot	
							Блок ВЧ	
0	0	0	0	0	0	0	0	0

Рис. 4. Конструктивное исполнение МОПП

Отечественная промышленность не выпускает оборудования для HC КИС, поэтому рынок насыщен изделиями импортного производства. Стоимость импортного модема по курсу доллара сопоставима с расходами на проектирование и подготовку производства отечественного МОПП.

Спутниковые модемы находят широкое применение на внутреннем рынке России. Красноярское КБ «Искра» поддерживает работу более 6000 дуплексных станций спутниковой связи. Считая, что в России работает порядка 10000 станций спутниковой связи, использующих спутниковые модемы, можно заключить, что является актуальной задача разработки отечественного сертифицированного импортозамещающего МОПП. Выпуск такого устройства на внутренний и внешний рынки загрузит производство на 10–12 лет при годичной производительности до 100 экз. при разумной отпускной стоимости. При этом следует учитывать моральное и физическое старение выпускаемой продукции, что требует проведения исследований, ориентированных на выпуск более совершенных моделей.

Исследование выполнено при поддержке краевого государственного автономного учреждения «Красноярский краевой фонд поддержки научной и научно-технической деятельности» в рамках реализации проекта: «Подготовка к внедрению программноаппаратного комплекса для автоматизации испытаний бортовой аппаратуры командно-измерительной системы в АО "ИСС"».

Список литературы

1. Панько С.П. Измерение дальности космического аппарата // Исследования Наукограда. 2015. № 4, ноябрь-декабрь. С. 10.

2. Стандарт CCSDS 401.0-B-20 (Radio Frequency and Modulation Systems - Part 1 Earth Stations and Spacecraft).

3. Стандарт ESA PSS-04-107 (European Space Agency Packet telecommand standard).

4. Карманов Ю.Т., Николаев А.Н., Поваляев С.В. Применение отечественной элементной базы в широкодиапазонных цифровых устройствах обработки и формирования радиосигналов // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». 2015. Т. 15. № 3. С. 57–65.

5. Микрин Е.А. Бортовые комплексы управления космическими аппаратами и проектирование их программного обеспечения. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2003.

6. Сыров А.С. Бортовые системы управления космическими аппаратами. М.: МАИ-Принт, 2010.

7. Bertiger B.R. [US], Leopold R.J. [US], Peterson K.M. [US]. Telemetry, tracking and control for satellite cellular communication systems. Patent EP0421704 (A2), 1991-04-10.

ИЗГОТОВЛЕНИЕ ПРОТОТИПОВ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ МЕТОДОМ ЗД-ПЕЧАТИ

Г. К. Бердников, А. А. Левицкий (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: berdnikove24@gmail.com

Представлен вариант реализации устройства для изготовления опытных образцов печатных плат методом 3D-печати.

Введение

Стремительное развитие технологий позволяет ученым и инженерам с каждым годом находить новые и более совершенные способы производства радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), неотъемлемой частью которой являются печатные платы (ПП).

До недавнего времени процесс изготовления прототипов печатных плат в условиях небольшой лаборатории-цеха являлся трудоёмкой задачей, требующей большого времени и значительных ресурсов. Изготовление макета, травление, нагревание и прочие сопутствующие операции задействуют большое количество персонала, дорогостоящего оборудования и материалов для изготовления печатных плат. В настоящее время такое производство имеется у многих производителей ПП, но время, затраченное на ожидание заказа в данном случае – очень ценный ресурс.

Процесс изготовления прототипов плат для электронных устройств зачастую существенно замедляет создание опытных образцов РЭА.

В настоящее время почти на каждом мелкосерийном и крупносерийном производстве используется «классическая» технология производства ПП полуаддитивным методом. Данный метод очень популярен и состоит из множества этапов: изготовление фольгированного стеклотекстолита; сверление отверстий; очистка, активация заготовок и химическое меднение; обработка отверстий; нанесение фоторезиста; совмещение отверстий многослойных плат; процесс гальванической металлизации; осаждение металлорезиста (свинец-олово); удаление фоторезиста, травление меди, удаление металлорезиста; сдувание излишков припоя потоком воздуха; визуальный контроль и электротест; нанесение паяльной маски; лужение; нанесение маркировки (шелкография).

К преимуществам данного метода можно отнести изготовления большого количества плат за один цикл, хорошее воспроизведение тонких проводников и использование нефольгированных материалов и т. п. К недостаткам можно отнести операцию травления, необходимость промывания плат, длительное время изготовления платы, высокую стоимость.

Существует метод изготовления ПП с использованием лазера (рис. 1, 2). Лазерная гравировка – это частичное удаление лазером материала с поверхности образца. В зависимости от длины волны лазера, мощности лазерного излучения и типа обрабатываемой поверхности удаляется разный объем материала. Рассматриваемый метод упрощает процесс создания печатной платы только до этапа химического травления заготовки. Суть его заключается в том, что на омеднённый стеклотекстолит наклеивается специальная поливинилхлоридная пленка. При помощи лазера удалением пленки создается инверсионная картина (негатив) будущего рисунка платы. Далее происходит

процесс травления будущей платы, после чего удаляются остатки маски и получают заготовку печатной платы с выполненными на ней дорожками.

К плюсам данного метода можно отнести: низкую стоимость установки и быстроту изготовления маски.



Рис. 1. Установка для создания рисунка на печатной плате лазерным методом



Рис. 2. Удаление маски после использования лазерного метода изготовления печатной платы

Недостатками метода являются: сложность создания многослойных ПП из-за трудоёмкости механического процесса снятия поливинилхлоридной пленки, а также ее токсичности; необходимость дальнейших операций травления и сушки. Для реализации этого метода нужен дорогостоящий, высокоточный лазерный станок. Данный метод подходит для плат с низким классом точности.

Анализ рассмотренных и ряда других методов показывает необходимость решения проблемы неэффективного использования времени и ресурсов для изготовления прототипов ПП на начальном этапе разработки. В настоящее время одним из решений, позволяющих сделать процесс производства плат более простым, быстрым и доступным, является применение специальной технологии 3*D*-печати.

Целью данной работы является разработка устройства для изготовления прототипов печатных плат методом 3*D*-печати.

Существует метод изготовления прототипов ПП на 3D-принтере с использованием проводящих чернил, эмульсий и паст. На диэлектрическую подложку с помощью 3D-принтера наносится тонкий слой проводящей или изоляционной пасты, которая затем отжигается в печи при температуре около 250 °C.

У предлагаемого метода есть и существенное отличие: возможность высокоточного нанесения тонких слоев (шаг вплоть до 100 мкм), это означает возможность создания прототипов ПП высокого класса точности.

При помощи 3*D*-принтера можно создавать односторонние и двусторонние прототипы печатных плат, но имея дополнительное оборудование (пресс, установку совмещения и др.) возможно создание многослойных прототипов печатных плат высокого разрешения.

Рисунок проводников на носится на диэлектрическую подложку с помощью 3*D*-принтера в соответствии с подготовленным в специальной САПР и загрузить *Gerber*-файлом. Для получения требуемой агдезии к подложке производится отжиг полученных дорожек. Готовый прототип ПП размером 200×200 мм² может быть изготовлен в течение 15 минут, что во много раз быстрее полуаддитивного метода.

Конструкция 3D-принтера для изготовления прототипов ПП

Принтер для изготовления прототипов ПП спроектирован на основе 3D-принтера Ultimaker компании Makerbot, которая предоставляет открытый доступ к материалам для самостоятельного воспроизведения устройства. К достоинствам данного 3D- принтера относятся его широкая распространенность, простота сборки, надежность, открытый доступ к чертежам и программному коду.

Корпус 3D-принтера

Эскизы деталей корпуса приведены на рис. 3. Материал, используемый для изготовления деталей корпуса опытного образца 3D-принтера, должен обеспечивать эффективное гашение вибрации при работе принтера, иметь невысокую стоимость и хорошо обрабатываться. В разрабатываемом образце в качестве материала корпуса выбрана многослойная фанера, являющаяся композитным материалом и удовлетворяющая приведенным требованиям.



Рис. 3. Эскизы деталей корпуса 3D-принтера

Элементы механического привода

Для полной сборки механической части принтера требуется: собрать каретки осей *X* и *У* (рис. 4), установить для них двигатели с демпферами, «печатающую головку» в виде экструдера, собрать печатный столик с системой стабилизации и смонтировать его в корпусе.



Рис. 4. Механическая каретка



Рис. 5. ARDUINO MEGA 2560 с установленными драйверами управления шаговыми двигателями

Управляющая электронная система

В качестве микроконтроллера, на котором планируется реализовать управление 3D-принтером выбран модуль ARDUINO MEGA 2560. Данная плата обладает необходимым функционалом для управления шаговыми двигателями, способна обрабатывать данные с информационного носителя для 3D-печати дорожек, выводить информацию на дисплей, управлять печатающей головкой и подогревом печатного столика.

Помимо микроконтроллера для полноценного функционирования необходима плата управления шаговыми двигателями, блок питания, драйверы шаговых двигателей, картридер, дисплей, система охлаждения микроконтроллеров и печатающей головки.

После установки электроники дорабатывается находящийся в открытом доступе программный код, и загружается в микроконтроллер.

Печатающая головка

Основным элементом разрабатываемого 3D-принтера является печатающая головка – экструдер, закрепленный на двигающихся каретках. Суть технологии заключается в том, что печатающая головка, двигающаяся в трехмерной системе координат, наносит на заготовку печатные пасты и эмульсии, которые в дальнейшем обжигаются в специальной печи.

Экструдер состоит из шагового двигателя, передающей механики и корпуса. Предусматривается смена печатающих головок для нанесения как изоляционных, так и токопроводящих составов, что заметно расширяет спектр производимых плат.

Заключение

В данной работе представлен вариант реализации устройства для изготовления опытных образцов печатных плат методом 3*D*-печати. Применение технологии 3*D*-печати призвано решить проблему, связанную с долгим и дорогостоящим производством прототипов ПП.

Веской причиной для создания прототипов печатных плат является экономия времени и ресурсов. Даже если заказчик удовлетворён техническими характеристиками, проверенными на единичных прототипах и готов, как ему кажется, перейти к производству крупной серии, следующим необходимым этапом остается производство опытной партии. На этом этапе при минимальном вложении средств можно обнаружить мелкие ошибки, проверить решения, которые были приняты после первого опытного образца и завершить оптимизацию конструкции печатной платы.

Список литературы

1. Болл Стюарт Р. Аналоговые интерфейсы микроконтроллеров. М.: Изд. дом «Додэка-XXI», 2010. 354 с.

2. Соммер У. Программирование микроконтроллерных плат Arduino/Freeduino. СПб.: БХВ Петербург, 2012. 256 с.

3. Собираем 3D-принтер своими руками. Пошаговая инструкция. Ч. 1 [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://3dtoday.ru/blogs/plastmaska/how-to-build-you-own-ultimakeryearsecond-or-version-2/. Загл. с экрана.

ПРОТОТИП БЕСПРОВОДНОГО ИНКЛИНОМЕТРА НА ОСНОВЕ МИКРОМЕХАНИЧЕСКОГО ДАТЧИКА УСКОРЕНИЯ

Р. А. Васильев, П. С. Маринушкин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: aqvagen96@gmail.com

Представлены результаты разработки прототипа беспроводного инклинометра на основе микромеханического датчика ускорения, предназначенного для измерения осевых отклонений, выравнивания и стабилизации платформ, измерения угла наклона, оперативного мониторинга строительных конструкций.

Инклинометры, или, как их еще называют, датчики угла наклона, предназначены для измерения наклона различных статических или динамических объектов. Инклинометры широко применяются, к примеру, на сельскохозяйственных или строительных машинах, для контроля деформаций опор, балок различных сооружений и т. д. В зависимости от числа осей, относительно которых может измеряться угол наклона, инклинометры могут быть одно-, двух- или трехосевые [1].

В последнее время получили распространение инклинометры, базирующиеся на технологии микроэлектромеханических систем (MEMS). В таких устройствах инерционная масса подвешивается на гибкой опорной конструкции. Любое изменение положения такой системы в пространстве будет вызывать смещение инерционной массы в том или ином направлении, приводя к изменению электрической емкости между ней и опорной конструкцией. Регистрация угла наклона осуществляется путем измерения переменной емкости с последующим пересчетом величины ее изменения в значения угла наклона.

Целью данной работы является разработка устройства измерения углов отклонения на основе микромеханического датчика ускорения, позволяющего измерять ускорения, возникающие при наклоне датчика. Дополнительной задачей в ходе разработки являлась организация беспроводной передачи данных от устройства.

Компонентная база

Прототип устройства реализован на платформе Arduino. Основными элементами устройства являются:

- Модуль Arduino Nano 3.0 (на базе ATmega328);
- Модуль GY-291 на микросхеме ADXL345;
- Bluetooth-модуль HC-06.

Особенностью платформы Arduino Nano являются малые габариты (1,85 см х 4,2 см) и возможность обмена данными через кабель Mini-B USB, что позволяет подключать устройство к персональному компьютеру (ПК) для дальнейшей обработки поступающих с акселерометра данных [2].

Акселерометр GY-291 способен измерять статическое ускорение, вызванное гравитацией, в задачах определения отклонения, а также динамическое ускорение, вызванное перемещением в пространстве или ударами [3].

Bluetooth-модуль HC-06 служит для передачи команд управления на микроконтроллер Arduino и обратной передачи данных с акселерометра на устройства, имеющие Bluetooth интерфейс, такие как персональный компьютер, смартфон, планшет и т. п. Дальность связи при прямой видимости достигает 30 м, что позволяет дистанционно управлять устройством и производить удаленный мониторинг угловых отклонений [4].

Программное обеспечение

В качестве среды программирования была выбрана Arduino IDE.

В первую очередь необходимо было провести калибровку датчика, для этого были сняты показания относительно каждой оси и выявлены максимумы и минимумы отсчетов АЦП чипа ADXL345, то есть значения, определяющие ускорение на каждую ось. Результаты внесены в программный код прибора в качестве корректирующих параметров. Фрагмент кода представлен на рис. 1.

```
void loop(void)
{
    Serial.println("Type key when ready...");
   while (!Serial.available()){}
    sensors_event_t accelEvent;
    accel.getEvent(saccelEvent);
    if (accelEvent.acceleration.x < AccelMinX) AccelMinX = accelEvent.acceleration.x;
    if (accelEvent.acceleration.x > AccelMaxX) AccelMaxX = accelEvent.acceleration.x;
    if (accelEvent.acceleration.y < AccelMinY) AccelMinY = accelEvent.acceleration.y;
    if (accelEvent.acceleration.y > AccelMaxY) AccelMaxY = accelEvent.acceleration.y;
    if (accelEvent.acceleration.z < AccelMinZ) AccelMinZ = accelEvent.acceleration.z;
    if (accelEvent.acceleration.z > AccelMaxZ) AccelMaxZ = accelEvent.acceleration.z;
    Serial.print("Accel Minimums: "); Serial.print(AccelMinX); Serial.print(" ");
    Serial.print(AccelMinY); Serial.print(" "); Serial.print(AccelMinZ); Serial.println();
    Serial.print("Accel Maximums: "); Serial.print(AccelMaxX); Serial.print(" ");
    Serial.print(AccelMaxY); Serial.print(" "); Serial.print(AccelMaxZ); Serial.println();
```

Рис. 1. Фрагмент кода калибровки

Так как акселерометр имеет диапазоны измерения ± 2 g, ± 4 g, ± 8 g и ± 16 g [3], была реализована возможность выбора диапазона при написании кода с функцией запоминания последнего состояния. Малый диапазон измерения обеспечивает низкий уровень шума, но не позволяет измерять большие ускорения. Но при использовании большего диапазона есть вероятность принять полезный сигнал от малого ускорения за шум акселерометра. Применительно к решаемой задаче предполагается измерение малых углов отклонения и их плавное изменение, поэтому был выбран диапазон ± 2 g. Фрагмент кода представлен на рис. 2.

accel.setRange(ADXL345_RANGE_2_G);						
11	displaySetRange(ADXL345_RANGE_8_G);					
17	displaySetRange(ADXL345_RANGE_4_G);					
11	displaySetRange(ADXL345_RANGE_16_G);					

Рис. 2. Фрагмент кода: выбор диапазона измерения акселерометра

Дополнительно программно был реализован фильтр низких частот (ФНЧ). Такой фильтр позволяет значительно подавить сильные скачки сигнала, вызванные кратковременным воздействием [5].

Исходя из поставленной при разработке устройства задачи, нужно было реализовать передачу данных с датчика GY-291 на Bluetooth-модуль HC-06. Программное обеспечение устройства обработки данных представляет собой Bluetooth терминал, как для операционной системы (OC) «Windows», так и для «Android» и обеспечивает дистанционный мониторинг в режиме «on line».

Результаты

Разработанный прототип производит измерения углов отклонения и передачу данных по протоколам Bluetooth на устройства обработки информации. Характеристики устройства:

- две оси измерения;
- диапазон измерения до ± 180 °;
- дальность связи при прямой видимости 30 м.

Список литературы

1. Инклинометры одно- и двухосевые [Электронный ресурс] // Sensoren.ru. Режим доступа: http://www.sensoren.ru/catalogue/datchiki_ugla_naklona_inklinometri/

2. Arduino Nano [Электронный ресурс] // Arduino.ru. Режим доступа: http://arduino.ru/Hardware/ArduinoBoardNano

3. Модуль GY-291 3-х осевой акселерометр [Электронный ресурс] // Robot-Kit.ru. Режим доступа: http://robot-kit.ru/product_info.php/info/p1169_Modul-GY-291-3-h-osevoi-akselerometr--13-bit--ADXL345--Module-3-Axis-Accelerometer--RKP-GY-291-ADXL345-.html

4. Bluetooth-модуль HC-06 [Электронный ресурс] // Амперка. Режим доступа: http://amperka.ru/product/hc-06-bluetooth-module

5. Фильтр низких частот [Электронный ресурс] // Популярная робототехника. Режим доступа: http://www.poprobot.ru/theory/low_pass_filter

ДВУХОСНЫЙ ТВЕРДОТЕЛЬНЫЙ МИКРОГИРОСКОП НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ

Ю. В. Вахтин, А. С. Митькин, В. А. Погорелов, В. П. Сизов

ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» 344038, г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130 E-mail: Vadim.Pogorelov.rnd@gmail.com

Предложен и описан новый микромеханический гироскоп, который сохраняя положительные качества известных аналогов, отличается по сравнению с ними расширением функциональных возможностей за счет преобразования угловых скоростей вращения несущего основания в электрические сигналы одновременно относительно двух осей вращения. Предлагаемое техническое решение защищено патентом Российской Федерации на изобретение. Предлагаемый гироскоп может быть применен в системах навигации, ориентации и управления различными подвижными объектами в авиации, ракетно-космической технике, робототехнике и т. п.

Интенсивное развитие авиационной, ракетно-космической техники, автомобильного транспорта, робототехники и др. приводят к необходимости создания, производства и внедрения в практику новых видов микромеханических гироскопов для систем навигации, ориентации и управления различными подвижными объектами. Актуальность этого заключается в снижении массовых и геометрических характеристик, повышении надежности, увеличении ресурса эксплуатации, снижении стоимости производства и т. п. [1–5].

Известны и успешно используются микромеханические гироскопы, предложенные, например, в [6–12], содержащие несущее диэлектрическое основание с установленной на нем пластиной пьезоэлектрика, на одной стороне которой нанесены регулярная структура инерционных масс, активный встречно-штыревой преобразователь (ВШП) с отражающей структурой, возбуждающие поверхностные акустические волны (ПАВ) в одном направлении и расположенные в перпендикулярном направлении измерительные ВШП суммарного поля ПАВ от регулярной структуры инерционных масс, состоящего из дифракционных и сигнальных от сил Кориолиса полей ПАВ, при этом по [6] напротив активного ВШП после регулярной структуры инерционных масс на пластину нанесен поглощающий ВШП, выходы которого электрически соединены проводниками с комплексным регулируемым сопротивлением нагрузки, либо по [7] - напротив активного ВШП после регулярной структуры инерционных масс на пластину пьезоэлектрика нанесен поглощающий ПАВ слой с коэффициентом отражения, близким к нулю, и выполненный в виде клина, острием, направленным к регулярной структуре инерционных касс.

В [9] описан микроэлектромеханический гироскоп, который содержит пластину пьезоэлектрика, на одной стороне которой в шахматном порядке и в пучностях стоячей ПАВ нанесена регулярная структура инерционных масс, активные ВШП с отражающими структурами, возбуждающие ПАВ в одном направлении, и расположенные в перпендикулярном направлении измерительные ВШП суммарного поля ПАВ от регулярной структуры инерционных масс, состоящего из дифракционных и сигнальных от сил Кориолиса полей ПАВ. Принцип действия отмеченного гироскопа состоит в том, что нанесенную на пластину пьезоэлектрика регулярную структуру инерционных масс, расположенных в шахматном порядке, возбуждают в одном направлении стоячей ПАВ активными ВШП с отражающими структурами так, что инерционные массы находятся в ее пучностях, а суммарное поле ПАВ от регулярной структуры инерционных масс, состоящее из дифракционных и сигнальных от сил Кориолиса полей ПАВ, регистрируют в перпендикулярном стоячей ПАВ направлении измерительными ВШП, при этом дифракционное поле ПАВ на измерительных ВШП регистрируют как без вращения устройства, так и при его вращении, а сигнальное поле – только при вращении устройства.

Существенным недостатком описанных в [6–9] технических решений, сдерживающим их практическое применение, является ограничение их функциональных возможностей, обусловленное тем, что данные устройства обеспечивают регистрацию угловой скорости вращения несущего основания только относительно одного направления его вращения, а для регистрации угловых скоростей относительно двух направлений вращения несущего основания необходимо дополнительно установить второй аналогичный гироскоп, что приводит к усложнению конструкции и увеличению ее стоимости.

Целью настоящей работы является описание структуры и принципа действия нового вида микромеханического гироскопа, позволяющего обеспечить преобразование угловых скоростей вращения несущего основания в электрические сигналы одновременно относительно двух осей его вращения.

Для достижения поставленной цели в работе решается **научная задача** разработки нового метода преобразования угловых скоростей вращения несущего основания в электрические сигналы на основе использования поверхностных акустических волн.

Для достижения указанной цели предлагается микроакустомеханический гироскоп, содержащий несущее основание, регулярную структуру инерционных масс, размещенных в шахматном порядке, активные пьезоэлектрические преобразователи и измерительные ВШП суммарного поля ПАВ от регулярной структуры инерционных масс, состоящего из дифракционных и сигнальных от сил Кориолиса полей ПАВ, при этом несущее основание выполнено из изотропного материала, на внешней поверхности несущего основания нанесена тонкая пленка из пьезоэлектрика с установленными на ней регулярной структурой инерционных масс и измерительными ВШП для каждого из направлений вращения несущего основания, измерительные ВШП размещены симметрично относительно положения регулярной структуры инерционных масс и перпендикулярно осям вращения несущего основания, на внутренней поверхности несущего основания выполнен трапецеидальный выступ, большее основание которого обращено в сторону внешней поверхности несущего основания, активные пьезоэлектрические преобразователи установлены симметрично друг другу на боковых поверхностях трапецеидального выступа и обеспечивают возбуждение продольных акустических волн в материале несущего основания в направлениях, определяемых углом Q, который задан положением боковых поверхностей трапецеидального выступа относительно внешней поверхности несущего основания.

Сущность предлагаемого технического решения поясняется графическими материалами, приведенными на рис. 1, 2, где на рис. 1 схематически представлен предлагаемый гироскоп (вид сверху), на рис. 2 – разрез А-А.

Предлагаемый микроакустомеханический гироскоп содержит несущее основание 1, выполненное из изотропного материала, на внешней поверхности 2 которого нанесена тонкая пленка 3 из пьезоэлектрика с установленными на ней регулярной структурой инерционных масс 4 и измерительными ВШП 5, 6 (относительно оси X) и 7, 8 (относительно оси Y) соответственно суммарного поля ПАВ от регулярной структуры инерционных масс 4, состоящего из дифракционных и сигнальных от сил Кориолиса полей ПАВ.

На внутренней поверхности 9 (см. рис. 2) несущего основания 1 выполнен трапецеидальный выступ 10, имеющий малое основание 11, большее основание 12 и боковые поверхности 13, при этом большее основание 12 обращено в сторону внешней поверхности 2 несущего основания 1. Боковые поверхности 13 трапецеидального выступа 10 образуют с внешней поверхностью 2 несущего основания 1 угол *Q*, который выбирается из условия оптимального возбуждения ПАВ на внешней поверхности 2 несущего основания 1:

$$sinQ = \frac{\vartheta_l}{\vartheta_R}$$

где ϑ_l – скорость продольных волн в материале несущего основания 1; ϑ_R – скорость ПАВ.



Рис. 1. Схема предлагаемого микроакустомеханического гироскопа (вид сверху)



Рис. 2. Схема предлагаемого микроакустомеханического гироскопа (разрез А-А)

Угол *Q* задан положением боковых поверхностей 13 трапецеидального выступа 10 относительно внешней поверхности 2 несущего основания 1.

На боковых поверхностях 13 трапецеидального выступа 10 симметрично друг другу установлены активные пьезоэлектрические преобразователи 14 и 15, которые обеспечивают возбуждение продольных акустических волн в материале несущего основания 1 в направлениях, определяемых углом *Q*.

Измерительные ВШП 5, 6 (относительно оси X) и 7, 8 (относительно оси Y) установлены на пленке 3 симметрично относительно положения регулярной структуры инерционных масс 4 и перпендикулярно осям вращения несущего основания 1.

Инерционные массы в регулярной структуре инерционных масс 4 размещены в шахматном порядке с расстояниями между ними, обеспечивающими преимущественное излучение в направлениях к измерительным ВШП 5, 6 и 7, 8.

Принцип действия предлагаемого микроакустомеханического гироскопа заключается в следующем. Активные пьезоэлектрические преобразователи 14 и 15 возбуждают в несущем основании 1 продольные волны, которые при взаимодействии с внешней поверхностью 2 несущего основания 1 возбуждают ПАВ, бегущие в разные стороны по оси *X*.

В области 16 (см. рис. 2) интерференции пучков продольных волн на внешней поверхности 2 несущего основания 1 по месту размещения регулярной структуры инерционных масс 4 образуется стоячая волна с расстояниями между пучностями, равными

 $\frac{\lambda_R}{2}$, где $\lambda_R = \frac{\upsilon_R}{f}$; *f* – частота возбуждения.

Под воздействием стоячих волн массы регулярной структуры инерционных масс 4 совершают вертикальные (вдоль оси *Z*) колебания и, в свою очередь, являются источниками ПАВ, которые распространяются вдоль осей *X* и *Y*.

Таким образом, из области 16 интерференции пучков продольных волн в стороны измерительных ВШП 5, 6 и 7, 8 распространяются бегущие волны, которые детектируются данными ВШП. В результате на выходах измерительных ВШП 5, 6 и 7, 8 возникают соответствующие сигналы.

При вращении несущего основания 1 относительно оси *X* на движущиеся вдоль оси *Z* массы воздействует сила Кориолиса, направленная вдоль оси *Y*:

 $F=2m(\Omega V),$

где *m* – масса колеблющейся структуры; Ω – угловая скорость вращения гироскопа; V – колебательная скорость массы.

Под воздействием этой силы генерируется дополнительная ПАВ, которая изменяет электрические сигналы на выходах ВШП 7 и 8. Это изменение пропорционально угловой скорости Ω , направленной вдоль оси X, и фиксируется соответствующим измерителем. На выходе ВШП 5 и 6 сигналы остаются практически неизменными.

При вращении несущего основания 1 относительно оси *У* происходят аналогичные явления, а полезные сигналы возникают на выходах ВШП 5 и 6.

При одновременном вращении несущего основания 1 относительно осей X и Y полезные сигналы возникают на всех измерительных ВШП 5, 6 и 7, 8, причем уровень сигналов на выходах ВШП 7 и 8 соответствует скорости вращения относительно оси X, а уровень сигналов на выходах ВШП 5, 6 соответствует скорости вращения относительно оси Y. Таким образом, регистрируются полезные сигналы, позволяющие определить скорости вращения несущего основания 1 относительно двух осей его вращения.

На основе разработанного метода преобразования поверхностных акустических волн в электрические сигналы предложена структура и описан принцип действия микроакустомеханического гироскопа, который преобразует угловую скорость вращения несущего основания в электрические сигналы одновременно относительно двух осей вращения.

Предлагаемый микроакустомеханический гироскоп защищен патентом Российской Федерации на изобретение [10] и может быть применен в системах навигации, ориентации и управления различными подвижными объектами в авиации, ракетнокосмической технике, робототехнике и т. п.

Список литературы

1. Соколов С.В., Погорелов В.А. Стохастическая оценка, управление и идентификация в высокоточных навигационных системах. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2016. 264 с.

2. Лукьянов Д.П., Филатов Ю.В., Шевченко С.Ю. Современное состояние и перспективы развития твердотельных микрогироскопов на поверхностных акустических волнах // Гироскопия и навигация. 2011. № 3 (74). С. 75–87.

3. Евстифеев М.И. Основные этапы разработки отечественных микромеханических гироскопов // Известия вузов. Приборостроение. 2011. Т. 54. № 6. С. 75–80.

4. Математическое моделирование гироскопа на ПАВ / В.А. Калинин, Ю.В. Лавров, В.А. Мельников, В.А. Шубарев // Электроника: Наука, технология, бизнес. Спецвыпуск. 2008. С. 47–51.

5. Varadan V.K., Varadan V.V. Microsensors, microelectromechanical systems (MEMS), and electronics for smart structures and systems // Smart Mater. Struct. 2009. № 9. P. 953–972.

6. Патент 2387951 РФ. Пьезоэлектрический гироскоп / В.А. Калинин, В.Д. Лукьянов, В.А. Шубарев, В.А. Мельников. № 2009109735/28, заявл. 17.03.2009; опубл. 27.04.2010. Бюл. № 12.

7. Патент 2390727 РФ. Гироскоп на поверхностных акустических волнах / В.А. Калинин, В.Д. Лукьянов, В.А. Шубарев, В.А. Мельников. № 2009109734/28, заявл. 17.03.2009; опубл. 27.05.2010. Бюл. № 15.

8. Patent 7895892 B2 US. Apparatus and method for detecting a rotation / R. Aigner. 01.03.2011.

9. Patent 6984332 B2 US. Micro-Electromechanical Gyroscope / V.K. Varadan, P.B. Xavier, W.D. Suh, J.A. Kollakompil, V.V. Varadan. 10.01.2006.

10. Патент 2543706 РФ, МПК G 01 C 19/56, Н 03 Н 9/25. Микроакустомеханический гироскоп / Ю.В. Вахтин, И.П. Мирошниченко, В.П. Сизов, В.А. Погорелов. № 2013143420/28, заявл. 25.09.2013; опубл. 10.03.2015. Бюл. № 7.

11. Патент №2582483, МПК G01C 19/56. Модифицированный микроакустомеханический гироскоп / И.П. Мирошниченко, А.С. Митькин, В.А. Погорелов, В.П. Сизов. № 2015104242/28, заявл. 09.02.2015, опубл. 27.04.16. Бюл. № 12.

12. Сизов В.П., Погорелов В.А., Вахтин Ю.В. Влияние вращения на параметры упругих волн, распространяющихся в подложке твердотельного гироскопа на акустических волнах // Гироскопия и навигация. 2015. № 4 (91). С. 77–90.

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ МЕДИАКОНТЕНТОМ НА БАЗЕ ЗЕРКАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДОПОЛНЕННОЙ РЕАЛЬНОСТИ В РАМКАХ КОНЦЕПЦИИ ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ

В. В. Казаков, А. Ю. Ролич

Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики» 123458, Москва, ул. Таллинская, 34 E-mail: vad kazakov@mail.ru

Приводятся результаты обзора и анализа систем управления медиаконтентом на базе зеркал. Приводится описательная модель разработанной системы. Новизна заключается в разработке нового устройства, позволяющего пользователям взаимодействовать с интернетом и управлять медиаконтентом с использованием дополненной реальности. Приводятся примеры использования разработанной системы.

Введение

Подавляющее большинство людей (83 %) стремится расширить и оптимизировать функционал находящихся в их пользовании технических средств. IDC опубликовала прогноз по рынку Интернета вещей, согласно которому эта высокотехнологичная отрасль будет развиваться со среднегодовым темпом прироста в 13 %. Прогноз составлен сроком до 2020 г. [1].

Специалисты аналитической компании Gartner сообщают о том, что в 2016 г. объем рынка Интернета вещей в натуральном выражении достигнет 6,4 миллиардов устройств по всему миру. По итогам 2015 г. устройств было на 30 % меньше. Аналитики также считают, что к 2020 г. в мире будет насчитываться 20,8 миллиардов устройств, способных подключаться к глобальной сети [2]. С развитием Интернета вещей и появлением новейших технологий беспроводной передачи данных создание и разработка новых систем человеко-машинного (H2M) и межмашинного (M2M) взаимодействия являются актуальной задачей.

Одной из главных задач при создании новых систем человеко-машинного (H2M) и межмашинного (M2M) в рамках концепции Интернета вещей является алгоритмизация бытовых задач и мультизадачность, т. е. способность выполнять несколько дел параллельно с минимальной потерей производительности. В связи с этим, возникает необходимость создания устройства на основе обычного бытового предмета (зеркала), которое было бы способно частично выполнять задачи конечного пользователя и позволять ему совмещать выполнение двух и более дел одновременно с минимальными требованиями к самому пользователю.

Целью данной работы является предоставление пользователям новых возможностей человеко-машинного взаимодействия, взаимодействия с интернетом и управления медиаконтентом посредством разработки систем управления медиаконтентом «Smart Mirror» на базе зеркала с использованием дополненной реальности.

Объектом исследования являются программно-аппаратные комплексы на основе зеркал, позволяющие пользователям взаимодействовать с интернетом и управлять медиаконтентом с использованием дополненной реальности.

Предметом исследования являются методы пользовательского взаимодействия с интернетом и управления медиаконтентом.

Обзор и анализ системы управления медиаконтентом на базе зеркал

DailyMail сообщает, что в настоящее время системы управления медиаконтентом на базе зеркал или "умные зеркала" уже применяются в некоторых магазинах одежды,

где они способны продемонстрировать покупателю то, как будет выглядеть на нем та, или иная вещь [3]. Существует такое устройство как Cybertecture Mirror, работающее на базе Linux [4]. Эта система поставляется в комплекте с напольными весами, ее особенностью является слежение за состоянием здоровья пользователя через весы и вывод соответствующей информации на экран. Устройство управляется посредством пульта.

У компании Panasonic есть собственное уникальное «умное зеркало», способное обнаружить дефекты кожи и удалить их в отражении [5]. Данное устройство используется для демонстрации возможностей макияжа в косметических компаниях. Однако серийный выпуск данного устройства не запланирован. Проект остался на стадии прототипа из-за высокой стоимости производства.

Помимо высокобюджетных проектов, встречаются и менее затратные попытки людей получить в пользование «умное зеркало» в домашних условиях. Суть данного метода заключается в установке обычного планшетного компьютера, оснащенного специальным приложением под двустороннее стекло [6–8]. Такой подход ограничивает размеры экрана, ухудшает качество изображения, лишает пользователя возможности взаимодействовать с устройством, не разбирая корпус. Большое количество и активное обсуждение инструкций по разработке подобных систем говорит о его востребованности среди пользователей.

В таблице представлен сравнительный анализ систем и устройств на базе зеркал, наглядно демонстрирующая недостатки и преимущества рассмотренных аналогов.

Таблица

Устройство	MirrorMirror	MemoMi	Cybertecture Mirror	Разрабатываемое устройство
Диагональ экрана	5	100	21	21
Возможность взаимо- действия	—	пульт	пульт	Голосовой ввод
Интеграция с умным домом	—	—	Только весы	+
Синхронизация со смартфоном	—	—	+	+
Цветной дисплей	—	+	+	+
Встроенная фотокамера	—	+	—	+
Распознавание лиц	+	+	—	+
Интеграция с социаль-	—	—	—	+
ными сетями				
Цена и доступность на	Не произво-	Временно нет	От 250 000 р. до	Около 80 000 р.
рынке	дится серий-	в продаже	580 000 р. в зависимо-	
	НО		сти от конфигурации	
			(указаны преимущества	
			полной)	

Сравнение характеристик существующих устройств

Описание разработанной системы

Разработанная система управления медиаконтентом «Smart Mirror» представляет собой программно-аппаратный комплекс, допускающий синхронизацию с любыми устройствами категории «Умный дом», оснащённый камерой, сенсорным вводом, интеграцией с социальными сетями и системой распознавания лиц. Кроме того, наша система позволяет людям получать информацию о времени, погоде, котировках акций, читать новости, просматривать почту – проводить время, затрачиваемое на умывание, или

причесывание, с максимальной пользой и продуктивностью. Разработанная система обладает полностью кастомизируемым интерфейсом, появляющимся поверх отражения благодаря функции распознавания лиц, и способным вывести заранее выбранную информацию. С помощью данной системы можно получать расписание автобусов и поездов, киносеансов, занятий в университете, или деловых встреч, не выполняя никаких действий.

Одной из сфер применения разработанной системы является сфера маркетинга и рекламы. Устройства такого рода могут устанавливаться где угодно, заменяя обычные зеркала, и позволять выводить динамическую и контекстную рекламу при приближении к ним пользователя, на основе анализа входящего изображения со встроенной камеры.

«Smart Mirror» может применяться и в бизнесе: оборудованные такими устройствами примерочные позволят пользователю понять, как на нем будет выглядеть та, или иная вещь, попросить консультанта принести понравившуюся вещь в примерочную, отправив команду зеркалу. Более того, этот способ применения не ограничивается лишь магазином одежды: подобные действия могут быть совершены как с устройства, расположенного в общественном месте, так и с персонального домашнего зеркала.

Система строится на базе специального зеркала. Поверх зеркальной поверхности укрепляется инфракрасная touchscreen панель. После проведенных тестов, также было принято решение о добавлении слоя олеофобного покрытия поверх touchscreen панели. Это сделано с целью минимизации отпечатков и других загрязнений, возникающих при работе с сенсорной панелью, так как через нее должно проявляться максимально чистое и качественное отражение пользователя.

Под зеркальной поверхностью с установленной на ней сенсорной панелью располагается экран высокой яркости, выводящий изображение интерфейса дополненной реальности. Для разрабатываемого устройства было решено применить двустороннее зеркало (зеркало Гезелла, зеркало шпион). Впервые такое зеркало использовал в своей работе американский психолог А.Л. Гезелл [9]. В разработанной системе используется принцип зеркала Гезелла: яркий экран излучает большое количество света, и этот свет «пробивает» зеркальную поверхность, а темные участки экрана не дают значительного количества света, поэтому при взгляде на зеркало с внутренней стороны (со стороны, где расположен темный экран) можно увидеть окружающий мир, как через обычное стекло. Данный эффект происходит лишь в тех областях зеркала, где экран передает черный цвет. В тех областях зеркала, которые задействованы для визуализации медиаконтента (они являются светлым), пользователь не наблюдается своего отражения.

Основой данной системы является одноплатный компьютер. Этот тип устройств был выбран благодаря их малым размерам, что позволяет сделать корпус устройства тоньше; и низкому энергопотреблению, что является важным фактором, так как «умное зеркало» должно работать непрерывно. В результате обзора и анализа различных одноплатных компьютеров была выбрана модель Raspberry Pi 3, так как данное устройство обеспечивает наибольшую производительность при наименьшей стоимости, а данные устройства официально поддерживаются корпорацией Microsoft при выпуске сборок Windows 10 IoT.

Внутри корпуса располагается web-камера, которая необходима для использования технологии распознавания лиц, съемки фото с публикацией в социальных сетях и т. д.; микрофон и динамики, которые используются для создания голосовых заметок, воспроизведения видео- и аудиофайлов и для взаимодействия с голосовым помощником.



Рис. 1. Корпус прототипа системы

В качестве ОС была выбрана система Windows 10 IoT. Это специальная ОС от компании Microsoft, разработанная для запуска на ней различных систем Интернета Вещей. Эта малообъемная ОС рассчитана на использование маломощными компьютерами, но при этом она предоставляет разработчиком практически весь доступный полной Windows 10 функционал при работе конкретного приложения.

Заключение

Разработанная система управления медиаконтентом на базе зеркала с использованием дополненной реальности отлично впишется в активно развивающееся пространство Интернета вещей. Эта система сможет не просто исполнять свои функции по оптимизации временных затрат пользователя, но взаимодействовать с иными объектами Интернета вещей в доме: предоставлять пользователю данные о температуре, влажности воздуха, отправлять команды другим устройствам, например, запускать кофемашину, включать новостную программу на телевизоре и менять температуру воздуха в квартире через систему кондиционирования, пока пользователь занят чисткой зубов.

Разработанная система займет свое место на рынке в частном сегменте в качестве базовой станции для управления системами умного дома, так как позволит автоматизировать множество рутинных задач и получить контроль над множеством процессов, выполнять одни задачи и следить за выполнением других, не отвлекаясь от привычных бытовых дел. В коммерческом секторе наша система «Smart Mirror» выступит в качестве стенда для демонстрации контекстной цифровой рекламы в местах большого скопления людей, чем увеличит полезный отклик для заказчиков indoor рекламы, так как будет способно демонстрировать ролики, определенным целевым группам пользователей, основывая решение о показе на анализе внешности подошедшего человека; система позволит собирать подробную статистику о людях, просмотревших рекламу, анализировать их эмоции, что поможет маркетологам отработать более эффективные механизмы демонстрации рекламы. Система способна выступать в качестве демонстраци-

Статья подготовлена в ходе проведения исследования № 17-05-0017 в рамках Программы «Научный фонд Национального исследовательского университета «Высшая школа экономики» (НИУ ВШЭ)» в 2017–2018 гг. и в рамках государственной поддержки ведущих университетов Российской Федерации «5-100».

Список литературы

1. В 2016 году рынок «интернета вещей» вырастет на 30 % [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.dailycomm.ru/m/33398. (19.04.2016). Статья в интернете.

2. Gartner Says 6.4 Billion Connected «Things» Will Be in Use in 2016, Up 30 Percent From 2015 [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.gartner.com/newsroom/id/3165317. (19.04.2016). Статья в интернете.

3. DailyMail: The end of fitting room queues? Smart mirrors lets you virtually try on clothes and order drinks [Электронный ресурс]. URL: http://www.dailymail.co.uk/sciencetech/article-2906563/The-end-fitting-room-queues-Smart-mirrors-lets-virtually-try-clothes-order-drinks.html (дата обращения: 14.01.2016). Статья в интернете.

4. IQ.Intel: Умное зеркало: отражение реальности [Электронный ресурс]. URL: http://iq.intel.ru/umnoe-zerkalo-otrazhenie-realnosti/ (дата обращения: 14.01.2016)). Статья в интернете.

5. Recode: CES Snapshot: Try New Makeup, or a Mustache, With Panasonic Smart Mirror [Электронный ресурс]. URL: http://recode.net/2015/01/06/ces-snapshot-new-make-up-and-a-mustache-with-panasonic-smart-mirror/ (дата обращения: 14.01.2016)). Статья в интернете.

6. Geektimes: Умное зеркало с информером [Электронный ресурс]. URL: http://geektimes.ru/post/262322/ (дата обращения: 14.01.2016)). Статья в интернете.

7. Geektimes: Самодельное умное зеркало показывает уведомления с Android Wear [Электронный ресурс]. URL: http://geektimes.ru/post/247332/ (дата обращения: 14.01.2016)). Статья в интернете.

8. Dezinfo: Умное зеркало для жены своими руками [Электронный ресурс]. URL: http://www.dezinfo.net/foto/76142-umnoe-zerkalo-dlya-zheny-svoimi-rukami.html (дата обращения: 14.01.2016). Статья в интернете.

9. Википедия; Зеркало Гезелла. [Электронный ресурс]. URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/Зеркало_Гезелла (дата обращения: 14.01.2016). Статья в интернете.

КОГЕРЕНТНЫЕ МАГИСТРАЛЬНО-МОДУЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ДЛЯ ГЕНЕРАЦИИ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

С. С. Красненко¹, А. В. Пичкалев¹, С. В. Гончаров²

¹ Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва» 662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52 E-mail: t_150@list.ru ²ΦΓΑΟУ BO «Сибирский федеральный университет» 660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79 E-mail: sergeishk@gmail.com

Проведены эксперименты с генерацией навигационных сигналов (HC) на трех выходах когерентных магистрально-модульных системах (MMC) компаний National Instruments и Keysight Technologies с заданным фазовым сдвигом несущих частот. Описаны недостатки используемого метода формирования HC на различных выходах MMC с заданным фазовым сдвигом несущих частот. Представлен перспективный способ построения аппаратуры имитации HC на различных выходах на основе MMC.

Развитие магистрально-модульных систем (MMC) в области генерации сигналов позволяет создавать комплексы для испытаний СВЧ-аппаратуры. Компании National Instruments (NI) и Keysight Technologies предлагают потребителям когерентные MMC с воспроизведением сигналов на различных генераторах с фазовой разностью несущих частот порядка 0,1 градуса на частоте 6 ГГц [1, 2].

Представленная точность востребована в различных измерительных и испытательных системах, в том числе и для испытаний радиоугломерной навигационной аппаратуры (РУНА), работающей по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем ГЛОНАСС/GPS (ГНСС) и использующей фазовые измерения несущих частот принимаемых навигационных сигналов (НС). Размещение РУНА на космическом аппарате, находящемся на геостационарной орбите [3], потребует разработки специализированной аппаратуры с несколькими выходами для генерации НС, что является весьма актуальной задачей, которую позволяют решить ММС [4, 5].

Для исследования возможности применения когерентных систем в модульном исполнении для испытаний РУНА были проведены два эксперимента с управлением фазами несущих частот HC, излучаемых с различных генераторов, и их приемом на радиоугломерном навигационном приемнике. Первый эксперимент был проведен с оборудованием NI в марте 2016 года в СФУ (г. Красноярск) при участии специалистов АО «ИСС» (г. Железногорск) и АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск). Второй – в феврале 2017 года с аппаратурой Keysight в АО «ИСС» при участии специалистов АО «НПП «Радиосвязь».

Целью экспериментов было определение возможности генерации группы HC от нескольких навигационных космических аппаратов (HKA) на различных выходах модульных систем с заданной разностью фазового сдвига несущих частот.

В ходе эксперимента с оборудованием NI использовались три векторных генератора, состоящих из двух модулей каждый, синхронизированных между собой отдельными опорными сигналами для модулей генераторов сигналов и модулей преобразователей частоты вверх. Предварительно ослабленные аттенюаторами на 40 дБВт сгенерированные HC подавались на вход радиоугломерной системы MPK-101, работающей по сигналам ГНСС. В ходе эксперимента было выявлено, что из-за шумов определить значения разности фаз несущих частот HC на различных входах с погрешностью менее 3 градусов без специальной обработки весьма затруднительно. При заданных значениях фазового сдвига несущих частот, сгенерированных HC более 3 градусов, измеренные значения находились в области заданных. В эксперименте с аппаратурой Keysight использовались два прецизионных генератора AXIe сигналов произвольной формы, имеющие по два BЧ-выхода, программноуправляемые аттенюаторы PXI и радиоугломерная система MPK-101. Ввиду невысокой вычислительной мощности встроенных в шасси компьютеров используемое в эксперименте ПО позволяло рассчитывать сигналы от не более 6 НКА в режиме реального времени. Для большего числа НКА использовались заранее рассчитанные файлы, позволяющие имитировать реальную радионавигационную обстановку в течение небольшого времени (15–20 минут). В процессе проведения данного эксперимента были получены аналогичные результаты, что и с ММС NI.

Анализ используемых для экспериментов MMC NI и Keysight показал, что изменение фазы сгенерированных сигналов обеспечивается путем управления опорными сигналами. В связи с чем изменение фазы всей группы сгенерированных НС происходит одновременно, что не соответствует реальной радионавигационной обстановке для приемной аппаратуры. Для имитации реальной радионавигационной обстановки представленным методом изменения фазы – сдвигом фазы несущей частоты НС от каждого НКА для каждого входа РУНА – необходимо, чтобы с каждого выхода когерентной ММС генерировался сигнал от одного НКА с регулируемым фазовым сдвигом с последующим суммированием с сигналами, предназначенными для того же входа (антенного модуля) радиоугломерной системы, т. е. потребуется не менее 3-х генераторов для имитации каждого из 10-15 одновременно видимых НКА при штатной эксплуатации РУ-НА. При длительных испытаниях с обеспечением требуемой фазовой задержки несущих частот от каждого НКА для каждого генератора разрабатываемой аппаратуры необходимо использовать RAID-массив с записанным на них заранее рассчитанным файлом цифровых сигналов. Такая аппаратура становится весьма громоздкой и дорогостоящей, с чрезвычайно сложным ПО управления. Данный способ является весьма дорогостоящим и трудоемким из-за необходимости обеспечения синхронной работы большого количества используемых генераторов сигналов.

Гораздо целесообразнее задавать изменения фазы несущих частот HC в процессе цифрового синтеза. Данный способ изменения фаз HC на различных выходах позволит избежать аппаратной избыточности, но потребует дополнительных затрат в части доработки программного обеспечения (ПО) для возможности управления фазами сгенерированных сигналов. В результате чего для имитации реальной радионавигационной обстановки для одного входа приемной радиоугломерной системы достаточно будет одного выхода имитационной аппаратуры.

В связи с этим можно отказаться от крупногабаритных внешних RAID-массивов и синтезировать сигнал от полного видимого созвездия НКА в ПЛИС. Это позволит рассчитывать, генерировать и управлять параметрами сигналов в режиме реального времени. На сегодняшний день модули с реконфигурируемой ПЛИС предлагаются потребителю различными компаниями, в том числе и NI и Keysight.

Исходя из выше изложенного, следует, что технологии высокоточной синхронизации, примененные в когерентных MMC NI и Keysight с использованием модулей с реконфигурируемой ПЛИС, дадут возможность синтезировать сигналы от полного видимого созвездия HKA с заданным фазовым сдвигом несущих частот на нескольких выходах, необходимых для проверки и испытаний РУНА. Так же предложенное решение позволит обеспечить непосредственное управление параметрами генерируемых HC по данным цифровой информации, переданной в модуль и при необходимости его корректировку в процессе работы.
Список литературы

- 1. http://www.ni.com/ru-ru.html
- 2. http://www.keysight.com

3. Красненко С.С., Пичкалев А.В., Гребенников А.В. Обеспечение помехозащищенности навигационных приемников космических аппаратов от ложных сигналов // Решетневские чтения: материалы XVII Междунар. науч. конф., посвященной памяти генерального конструктора ракетно-космических систем академика М.Ф. Решетнева (12–14 нояб. 2013 г., Красноярск): в 2 ч. / под общ. ред. Ю.Ю. Логинова; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. Красноярск, 2013. Ч. 1. С. 180–181.

4. Магистрально-модульная система для отработки бортовой радиоэлектронной аппаратуры / С.С. Красненко, Д.А. Недорезов, В.Б. Кашкин, А.В. Пичкалев // Вестник Сиб. гос. аэрокосмич. ун-та им. ак. М.Ф. Решетнева. Красноярск, 2013. Вып. 2(48). С. 133–136.

5. Красненко С.С., Пичкалев А.В. Имитатор радионавигационных сигналов в модульном исполнении // Решетневские чтения: материалы XIV Междунар. науч. конф., посвященной памяти генерального конструктора ракетно-космических систем академика М.Ф. Решетнева (10–12 нояб. 2010, г. Красноярск): в 2 ч. / под общей редакцией Ю.Ю. Логинова; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. Красноярск, 2010. Ч. 1. С. 154–155.

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ КОМПЛЕКС ОЧИСТКИ И МОНИТОРИНГА ВОДНЫХ СРЕД НА БАЗЕ МЕТОДОВ НЕЛИНЕЙНОЙ ГИДРОАКУСТИКИ

И. С. Максимова, В. Н. Овчарук (научный руководитель)

ФГБОУ ВПО «Тихоокеанский государственный университет», 680035, г. Хабаровск, ул. Тихоокеанская 136 E-mail: maksi 23@mail.ru, ovaler@ya.ru

Обсуждается устройство и структурная схема аппаратно-программного комплекса для очистки больших объемов сточных вод горных предприятий на базе методов нелинейной гидроакустики, рассматриваются варианты технических решений в этой области с использованием технологий компании National Instruments.

1. Постановка задачи

К основным природоохранным задачам, требующим безотлагательного решения, следует отнести сведение до минимума мутности воды в водоемах ниже района горных работ и сокращение объема водозабора. На стадии проектирования горных работ для определения потребности в водных и земельных ресурсах и определения количества сточных вод, их качественных характеристик, выполняется расчет водохозяйственного баланса предприятия, при этом определяется потребность воды в системах технологического и оборотного водоснабжения и расчет нормативов допустимых сбросов в водный объект.

Учитывая то, что при разработке россыпных месторождений сточные воды представляют собой минеральные суспензии с различной концентрацией взвешенных веществ илисто-глинистой фракции, расчет условий сброса загрязняющих веществ в рыбохозяйственные водоемы производится по одному показателю. Таким показателем является содержание взвешенных веществ в соответствии с «Методикой разработки нормативов допустимых сбросов веществ и микроорганизмов в водные объекты для водопользователей» [3].

В инициативном порядке на предприятии ЗАО «Корякгеолдобыча» проводились эксперименты по озвучиванию больших объемов сточных вод акустическими излучателями [1]. Уникальность разработанной безреагентной акустической технологии заключается в том, что она повышает эффективность работы всех типов существующих технологических водоемов без изменения их конфигурации. При частичном изменении конфигурации горно-технических сооружений технология позволяет практически полностью отказаться от использования дорогостоящего каскада горизонтальных отстойников различного целевого назначения, особенно при высоком содержании глинистой фракции в технологических песках.

На основании проведенных экспериментов и разработанной методики по применению акустического осветления сточных вод с использованием технологий компании National Instruments был разработан аппаратно-программный комплекс (АПК), оснащенный системой мониторинга состояния водного объекта и устройством воздействия в виде излучателей и генераторов акустических сигналов специальной формы. Такая структура АПК позволяет оптимизировать режим работы очистного сооружения, и обеспечить функционирование системы, в том числе в автоматическом необслуживаемом режиме.

2. Используемое оборудование и программное обеспечение

Сбор АЭ данных и формирование сигналов производится с применением оборудования *X Series DAQ* фирмы *National Instruments*. Разработанные в рамках научного исследования аппаратно-программные комплексы (АПК) позволяют производить захват временной формы акустических сигналов с предысторией и послезвучанием, помехоустойчивую регистрацию, идентификацию и распознавание сигналов по заданными время-частотными характеристикам. Программное обеспечение, входящее в состав системы было разработаны в среде *NI LabVIEW 2013*. В качестве аппаратной платформы для реализации функции захвата сигнала была использована платформа *NI CompactDAQ 9188* с модулями ввода-вывода *NI 9223*, а также модули беспроводной сенсорной сети (WSN).

3. Описание решения

В общем виде комплекс акустической активации взвеси должен состоять из ряда базовых функциональных блоков, которые могут дополняться техническим оборудованием под задачи конкретного производственного процесса [2].

Основной блок – излучатели акустических сигналов низкочастотного и среднечастотного звукового диапазона, электронные усилители мощности и задающие генераторы с блоком дистанционного управления устанавливаются на местности (рис. 1). При этом, в соответствии с методикой и проектными данными на отработку месторождения, должны быть определены конфигурация и объемы очистных сооружений, рабочих и фильтрационных отстойников, известен гранулометрической состав породы и нормативы допустимых сбросов взвешенных веществ. Там же задаются параметры направленности, частоты и интенсивности излучения акустических волн.



Рис. 1. Схема размещения основных компонент многоканальной системы и вариант установки погружного датчика SOLITAX в водоем для снятия параметров

Аппаратура устанавливается на бортах отстойников и снабжается автономным источником питания. АПК позволяет объединять в единую сеть разрозненные базовые станции, охватывая, таким образом, довольно значительную площадь. Эффективность работы очистного сооружения согласно изначально заданным параметрам определяется скоростью осаждения взвешенных веществ. Для оперативного мониторинга состояния водного объекта в качестве измерительной аппаратуры используется полевая лаборатория (погружной датчик, контроллеры) и камера наблюдения. На рис. 1 приведена так же схема установки погружного датчика на границе водоема для обеспечения регистрации параметров содержания взвешенных веществ. Система обеспечена каналом связи с базовой станцией (GPS, Ethernet) для оперативного управления процессами акустической активации либо снятия параметров взвеси при осуществлении мониторинга очистки сточных вод.



Рис. 2. АПК на базе платформы NI CompactDAQ и систем с распределенными параметрами

Программное обеспечение комплекса выполнено в среде LabVIEW и формирует управляющие сигналы излучателей по заданному оператором алгоритму. Оператор корректирует программу на основании данных мониторинга основных параметров (содержание взвешенных веществ), осуществляет передачу данных на базовую станцию оператора. Система регулирования интенсивности акустического излучения на базе контроллера ПК и устройств ввода-вывода может управляться как оператором, так и автоматически в соответствии программой. Платформа NI помогает приспособить под конкретные нужды и улучшить архитектуру WSN при ее использовании в системе мониторинга. Обладая гибкими возможностями подключения Ethernet, можно добавить дополнительные устройства или функциональность к системе WSN. Ранжирование устройств может происходить на уровне предприятия, например, базы данных и серверы к проводным системам ввода/вывода, системы контроля, или иные продукты WSN. Системы реального времени LabVIEW Real-Time имеют возможность встроенной регистрации данных, и открытой коммуникации с узлами ввода, в то время как модуль LabVIEW WSN Module имеет возможность модификации узлов в соответствии с требованиями заказчика и локального принятия решений на уровне узла (рис. 2).

4. Полученные результаты и перспективы развития

Таким образом, экспериментально установлено, что наиболее эффективными техническими решениями в области очистки больших объемов сточных вод на современном этапе могут быть аппаратно-программные комплексы на базе методов акустики и нелинейной гидроакустики, обеспечивающие оптимальные экологические и техникоэкономические характеристики процесса очистки как технологических так и сточных вод горных предприятий. Созданный программный модуль комплекса успешно прошел процедуру государственной регистрации, а разработанные методики и аппаратные средства были внедрены в $\Phi \Gamma FOV B \Pi O TO \Gamma V$, г. Хабаровск и на предприятиях ДВ региона. Кроме того, установка может работать в системе мониторинга на любых прудахотстойниках поверхностного стока, так как показала свою эффективность при осветлении резервуаров ливневой канализации на нефтеналивном терминале в п. Де-Кастри (Exxon Neftegas Limited), расположенном на полуострове Клыкова в заливе Чихачева.

Список литературы

1. Бахарев С.А., Максимова И.С. Акустическая технология очистки оборотных и сточных вод от взвешенных веществ // Материалы VI науч. конф. «Сохранение биоразнообразия Камчатки и прилегающих морей». Петропавловск-Камчатский, 2005.

2. Максимова И.С., Овчарук В.Н. Анализ физических механизмов акустического осветления высокодисперсных суспензий // Материалы конф. «Физика: Фундаментальные и прикладные исследования». Хабаровск: Изд-во ТОГУ, 2010.

3. Приказ Минприроды Российской Федерации от 17.12.2007 г. об утверждении «Методики разработки нормативов допустимых сбросов веществ и микроорганизмов в водные объекты для водопользователей».

УСТРОЙСТВО ДИАГНОСТИРОВАНИЯ ТОПЛИВНОЙ АППАРАТУРЫ АВТОТРАКТОРНЫХ ДИЗЕЛЕЙ СЕМЕЙСТВА КАМАЗ

Ал-р В. Марусин¹, А. В. Марусин², И. К. Данилов¹ (научный руководитель)

¹Саратовский государственный технический университет имени Ю. А. Гагарина ²Санкт-Петербургский государственный архитектурно-строительный университет E-mail: 89271333424@mail.ru

Рассматривается устройство, его конструкция, для оценки полезного перемещения иглы распылителя форсунки автомобиля КАМАЗ с топливной аппаратурой разделённого типа. Применение данного устройства для диагностирования топливной системы автомобиля, как на технологической базе предприятия, так и в условиях эксплуатации.

Своевременное выявление повреждений и неисправностей узлов и агрегатов автотракторной техники приводит к снижению интенсивности их отказов, и как следствие, к сокращению расходов на их эксплуатацию.

В настоящее время в условиях мировых тенденций повышения топливной экономичности и снижения количества вредных выбросов автотракторными средствами вводится комплекс критериев оценки энергетических и качественных параметров топливоподающих систем ДВС [1], к которым относятся: динамический коэффициент подачи топлива, коэффициент относительной мощности распыливания топлива, коэффициент стабильности распыливания топлива, критерий интенсификации впрыскивания.

Получившие распространение методы технического диагностирования дизелей [2–5] как правило, выполняются при снятии узла или агрегата с дизеля для его частичной разборки или регулировки. Наиболее современный способ диагностирования, предложенный ГОСНИТИ [2], проводится на стенде собственного изготовления, имеет малую потребляемую мощность – 2 КВт, массу и стоимость изготовления, но стенд не позволяет устанавливать топливопроводы диагностируемой топливной аппаратуры (ТА), что негативно влияет на точность оценки технического состояния. В связи с этим расширяется применение современных бесконтактных и неразборных методов диагностирования, основанных на анализе выходных параметров дизеля, которые функционально связанны с его структурными параметрами. Такое диагностирование является подсистемой информации при управлении техническим состоянием автотракторной техники и позволяет выявить неисправность систем и элементов дизеля до наступления отказа, без его разборки [6–8].

В настоящее время ведущими учёными ГОСНИТИ, МАДИ, НИИАТ и других научных учреждений ведутся исследования, направленные как на создание новых методов технической диагностики дизелей, так и на совершенствование известных [3, 4, 7, 9, 10]. Однако наиболее распространенные устройства оценки технического состояния элементов топливной аппаратуры дизеля оценивают ограниченное количество показателей его работы, что увеличивает эксплуатационные затраты.

Нами разработано устройство для оценки технического состояния элементов ТА дизеля по перемещению иглы форсунки, которое состоит из модернизированной форсунки дизеля, аналого-цифрового преобразователя и персонального компьютера (рис. 1).

Использование предлагаемого устройства позволит значительно сократить стоимость и время диагностирования топливной аппаратуры и форсунок автомобиля КА-МАЗ. С помощью предлагаемого устройства можно определять такие неисправности топливной аппаратуры, как нарушение угла опережения впрыска топлива, неточность цикловой подачи, ухудшение распыливания топлива, износ плунжерной пары топливного насоса высокого давления [11].



Рис. 1. Устройство диагностирования топливной аппаратуры дизеля: слева – цифровой осциллограф; справа – форсунка дизельного двигателя с датчиком перемещения иглы

По перемещению иглы форсунки можно выявить следующие неисправности:

увеличение хода иглы указывает на запаздывание посадки иглы, что отрицательно влияет на конечную фазу распыливания топлива и на его расход, возможность прорыва газов в распылитель, что приводит к закоксовыванию сопловых отверстий [12];

ранний и поздний впрыск топлива указывают на возможную ошибку регулировщика при настройке топливной аппаратуры (ТА) дизеля (при выставлении угла опережения впрыска), что может привести к увеличению расхода топлива, потери мощности двигателя и повышению токсичности газов в выпускной системе Поздний впрыск возможен также и при износе плунжерной пары;

изменение скорости передвижения иглы форсунки может указывать на износ плунжерной пары ТНВД, снижение и увеличение цикловой подачи.

Дополнительный впрыск топлива приводит к дымности выпускных газов, закоксовыванию распылителя и увеличению расхода топлива. Причины появления дополнительных впрыскиваний топлива – зависание нагнетательного клапана ТНВД.

Форсунка – одна из важнейших систем в топливной аппаратуре дизеля, от неё зависят такие параметры топливной системы как своевременный впрыск, распыливание и доза подачи топлива [13]. При модернизации в её корпус, в верхнюю часть сохраняя герметичность (рис. 2), устанавливается оптическая система контроля перемещения иглы. Устройство данной системы представляет собой систему из оптической пары, конструктивно состоящей из двух функциональных узлов, приёмника и излучателя, а также видоизменённой штанги форсунки.

В оптической паре бесконтактной системы определения положения иглы форсунки использован инфракрасный светодиод BIR-BM1331 и фотодиод BPW41N в качестве излучателя и приёмника соответственно. В систему так же включены резисторы R1, для ограничения максимального тока светодиода, и R2 для прочтения сигнала на осциллографе (рис. 3).

Перемещение иглы форсунки прерывает прямой световой луч, проходящий от излучателя к приёмнику, вызывает изменение тока фотодиода и, как следствие, уровень падения напряжения на резисторе R2, значения которого фиксируется аналогоцифровым преобразователем. Установка излучателя и приёмника в корпусе форсунки требует определённой точности, так как необходимо соблюдать их соосность и перпендикулярность к оси движения штанги форсунки. Оптическая пара имеет возможность работы в диапазоне частот от 1 до 50 Гц, что соответствует изменению частоты вращения коленчатого вала дизеля и позволяет варьировать длительность управляющего импульса. Питанием может служить любой источник с напряжением от 10 до 60 В. Изменения штанги форсунки заключаются в технологической припайке к ней штока, который будет перекрывать световой луч светодиода, расположенного в корпусе форсунки (рис. 2). Для того чтобы не менять веса движущихся частей форсунки, учитывающихся при расчётах ТА [13], возможно изготовление штанги совместно со штоком из высокопрочных композитных сталей. Из вышесказанного следует, что данное устройство может работать от системы электрооборудования автомобилей КАМАЗ.



Рис. 2. Форсунка дизеля КАМАЗ: *а* – форсунка с оптической парой и изменённой штангой (затушёвано); *б* – стандартная: 1 – корпус распылителя; 2 – гайка распылителя; 3 – проставка; 4 – щтифты; 5 – штанга форсунки; 6 – корпус форсунки; 7 – уплотнительное кольцо; 8 – штуцер форсунки; 9, 10 – регулировочные шайбы; 11 – пружина форсунки; 12 – игла распылителя; 13 – щелевой фильтр; 14 – оптическая пара



Рис. 3. Электрическая схема устройства оценки полезного перемещения иглы форсунки: 1 – излучатель; 2 – приёмник

Таким образом, применение предлагаемого устройства существенно снижает трудоёмкость определения отказов и неисправностей топливной аппаратуры дизеля. Установка в корпус форсунки оптической пары и замена штанги форсунки не требует дорогостоящих операций. В силу применения композитных материалов в изготовлении штанги форсунки, её масса остаётся неизменной, что позволяет использовать модифицированную форсунку. В условиях массового производства применение данного устройства достаточно дёшево и просто в обслуживании. Отказ оптической пары практически не влияет на работу форсунки, и обеспечивает её работу в штатном режиме.

Список литературы

1. Шапран В.Н. Приёмистость дизеля с газотурбинным наддувом и её повышение: дис. ... канд. техн. наук [Текст]: защищена 10.04.1987: утв. 12.11.1987. Л.: Военная академия тыла и транспорта, 1987. 196 с.

2. Бетин В.Н., Неговора А.В., Козеев А.Н. Мобильный стенд для испытания топливной аппаратуры автотракторных дизелей [Текст] // Сельский механизатор. 2009. № 6. С. 32–33.

3. Гольверк О.А., Бойко В.Д. Исследование эксплуатационной надежности топливной аппаратуры тракторов Т-74 [Текст] // Механизация и электрификация сельского хозяйства: республ. межвед. тематич. науч.-техн. сб. 1991. Вып. № 15. С. 55–60.

4. Ждановский Н.С., Николаенко А.В. Надежность и долговечность автотракторных дизелей [Текст]. Л.: Колос, 1981. 296 с.

5. Костин А.К., Пугачев Б.П., Кочинев М.А. Работа дизелей в условиях эксплуатации [Текст]. М.: Машиностроение, 1987. 278 с.

6. Ковалевский Б.Г. Влияние износов прецизионных пар на показатели работы топливного насоса в режимах неустановившихся нагрузок: дис. ... канд. техн. наук [Текст]: защищена 18.04.1984: утв. 25.10.1984. М., 1984. 191 с.

7. Обоснование параметров состояния прецизионных пар рядных топливных насосов: отчет о НИР [Текст] / ГОСНИТИ; рук. В.И. Бельских. Б571608 ГОСНИТИ, 1986. 64 с.

8. Петровский, Д.И. Методологические и теоретические предпосылки совершенствования методов диагностирования дизельной топливной аппаратуры [Текст] // Материалы междунар. науч.-техн. конф. «Научные проблемы и перспективы развития, ремонта, обслуживания машин и восстановления деталей». М.: ГНУ ГОСНИТИ, 2003. С. 68–69.

9. Кудрин А.И. К вопросу о диагностировании топливной аппаратуры дизелей [Текст] / ЧПИ. Челябинск, 1974. Т. 106. С. 51–57.

10. Лепешкин Д.И., Иванов А.Л. Проблемы разработки автоматизированной системы диагностирования топливоподающей аппаратуры [Текст] // Вестник СибАДИ. Вып. 4 (32). Омск, 2013. С. 7–17.

11. Михайлова Л.Ю. Датчик давления для осциллографирования хода иглы распылителя форсунки // Материалы Всерос. 65 науч.-техн. конф. ФГБОУ ВПО «СибАДИ». Ориентированные фундаментальные прикладные исследования – основа модернизации и инновационного развития архитектурностроительного и дорожно-транспортного комплексов России. Кн. 2. Омск, 2011. С. 397–402.

12. Трусов В.И., Дмитриенко В.П., Масляный Г.Д. Форсунки автотракторных дизелей. М.: Машиностроение, 1977. 167 с.

13. Файнлейб Б.Н. Топливная аппаратура автотракторных дизелей: справочник. 2-е изд., перераб. и доп. Л.: Машиностроение. Ленинг. отд-ние, 1990. 352 с.

МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭКСПЛУАТАЦИОННОЙ НАДЕЖНОСТИ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ ПО КРИТЕРИЯМ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОРАДИОИЗДЕЛИЙ

Р. А. Матюшев, Ю. В. Максимов, В. Е. Патраев

Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва» 662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52 E-mail: mroman@iss-reshetnev.ru

Приведены принципы обеспечения высококачественными электрорадиоизделиями, сравнительный анализ уровней качества электрорадиоизделий в соответствии с отечественными и иностранными стандартами, общие требования к гарантии качества электрорадиоизделий как составной части программы гарантии качества космических аппаратов

Работы по обеспечению надежности начинаются с этапов задания требований к техническим характеристикам КА, в том числе по надежности. Задание показателей надежности включает:

– определение номенклатуры показателей надежности КА;

- обоснование и задание количественных значений показателей надежности КА;

- задание значений контрольных уровней и доверительных вероятностей;

– определение выходного эффекта функционирования КА (критерий отказа).

В соответствии с условиями применения БА КА связи используются следующие нормированные термины ключевых показателей надежности [2, 3]:

1. Безотказность – свойство объекта непрерывно сохранять работоспособное состояние в течение некоторого времени или наработки [4].

2. Долговечность – свойство объекта сохранять работоспособное состояние до наступления предельного состояния при установленной системе технического обслуживания и ремонта [4].

3. Сохраняемость – свойство объекта сохранять в заданных пределах значения параметров, характеризующих способности объекта выполнять требуемые функции, в течение и после хранения и (или) транспортирования [4].

Обеспечение вышеуказанных показателей надежности БА на всех этапах разработки (опытно-конструкторских работ (ОКР), проектирования и разработки рабочей документации (РРД), изготовления опытных и штатных образцов, наземной экспериментальной отработки (НЭО)) обеспечивается применением комплекса проектных и технических средств [1].

На этапе разработки опытных и штатных образцов оборудования одним из ключевых мероприятий обеспечения надежности является корректный выбор высококачественных ЭРИ [1].

К основным принципам и методам обеспечения предприятий-изготовителей БА высококачественными ЭРИ относятся:

1. На этапе выбора:

• выбор ЭРИ с категориями качества в соответствии с требованиями ТЗ на БА из перечней предпочтительных (разрешенных для применения) комплектующих;

• максимальное использование ЭРИ, ранее подтвердивших требуемые характеристики и надежность в условиях, соответствующих заданным в ТЗ на БА;

- минимизацию номенклатуры ЭРИ;
- оптимальное тепловое нагружение ЭРИ;

• соответствие требований нормативной документации на ЭРИ, требованиям контракта по всем видам внешних воздействий с учетом конструктивного расположения ЭРИ и мер защиты;

• снижение электрических нагрузок.

- 2. На этапе закупки:
- наличие защитных механизмов от контрафактной продукции;
- периодически подтверждаемая квалификация изготовителя и поставщика;
- предоставление изготовителем полной информации об испытаниях ЭРИ;

• соблюдение принципа достаточности испытаний (избежание сокращения объема испытаний ввиду имеющегося положительного опыта);

• поэтапный контроль заданного уровня качества: изготовитель – поставщик – испытательный центр (при необходимости) – потребитель (этап хранения);

• прослеживаемость и подтверждение уровня качества каждой партий ЭРИ (включая материалы и комплектующие гибридных микросхем);

• наличие альтернативных изготовителей ЭРИ.

Ниже приведен сравнительный анализ уровней качества, которые определяются отечественными отраслевыми стандартами и зарубежными общими спецификациями, регламентирующими порядок изготовления и испытаний ЭРИ (таблица).

Таблица

Varanuuř		Vnopour					
уровень качества ЭРИ ИП	Обозначение уровня качества в соответствии с общей спецификацией	Обозначение спецификации	Примечание	уровень качества ЭРИ ОП			
Space application	Класс «V»	MIL-PRF-38535	Герметичные корпуса	ОСД			
Space application	Класс «Y»	MIL-PRF-38535	Негерметичные корпуса	ОСД			
Space application	Класс «Т»	MIL-PRF-38535	Специальная серия.	ОСД			
			Не используются без пись- менного разрешения NASA				
Military application	Класс «Q»	MIL-PRF-38535	Герметичные корпуса	ОС, ОСМ, ВП			
Military application	Класс «М»	MIL-PRF-38535	Самосертификация	ОС, ОСМ, ВП			
Military application	Класс «N»	MIL-PRF-38535	Пластмассовые корпуса	ОС, ОСМ, ВП			
Hi-rel	еl В соответствии с EEE-INST-002 термин «HI-REL» применяется в отношении						
	ЭРИ, производство которых контролируется только изготовителем. Изгото-						
	витель выпускает Сертиф						
	нии испытаний в соответ						
	готовитель проводит незначительные изменения при изготовлении коммер- ческих ЭРИ и присваивает название «HI-REL». Ответственность за приме- нение данных ЭРИ полностью несет разработчик БА, который должен све-						
	совочных и квалификационных						
	испытаний, проводимых						
Commercial	Commercial В соответствии с EEE-INST-002 применение является полностью ответст-						
	венностью разработчика БА, который должен выяснить возможность изго-						
	лить объем дополнитель	ьем дополнительных отбраковочных и квалификационных испыта-					
	ний в соответствии с треб						
COTS	В соответствии с EEE-IN	ОТК					
	должно рассматриваться их соответствие требованиям проекта с точки зре-						
	ния надежности и функци	иональности исходя	из критичности их применения				

Примечание. В настоящее время разработан лишь проект комплекса стандартов ЭРИ «ОСД».

Отдельно стоит отметить, что надежность БА на этапе изготовления обеспечивается за счет [1]:

1. Применения перспективных схемно-технических решений, подтверждаемых современной методологией анализа и обеспечения надежности БА [5, 6].

2. Разработки, выполнения и постоянного совершенствования требований к гарантии качества (ПГК) ЭРИ как составной части программы гарантии качества (ПГК) КА.

Методология анализа и обеспечения надежности БА в рамках системы менеджмента качества (СМК) на этапе разработки рабочей документации включает в себя анализы по обеспечению надежности [7]: Основой ТГК ЭРИ (принципиальная схема реализации ТГК ЭРИ приведена на рис. 1) является система управления ЭРИ, под которой понимается совокупность координируемых действий, направленных на своевременное и эффективное решение проблем, связанных с качеством и надежностью ЭРИ [8].



Рис. 1. Структурная схема системы управления электрорадиоизделиями в рамках требования гарантии качества

Список литературы

1. Патраев В.Е. Методы обеспечения надежности космических аппаратов с длительным сроком активного существовании: монография. Красноярск: Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т, 2010. 136 с.

2. Основы эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры: учеб. пособие для студентов вузов / А.К. Быкадоров, Л.И. Кульбак, В.Ю. Лавриненко и др.; под. ред. В.Ю. Лавриненко. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Высш. шк., 1978. 320 с., ил.

3. Патраев В.Е., Максимов Ю.В. Методы поэтапного обеспечения надежности бортовой аппаратуры космических аппаратов со сроками активного существования 10–15 лет // Космические вехи: сб. науч. тр., посвященный 50-летию создания ОАО «ИСС» имени академика М.Ф. Решетнёва. Красноярск: ИП Суховольская Ю.П., 2009. С. 445–457.

4. ГОСТ 27.002-89. Надежность в технике. Основные понятия. Термины и определения. 1989.

5. Чеботарев В.Е. Проектирование космических аппаратов систем информационного обеспечения: учеб. пособие: в 2 кн. Кн. 2. Внутреннее проектирование космического аппарата. Красноярск: Сиб-ГАУ, 2005. 168 с.

6. Патраев В.Е., Максимов Ю.В., Шурмелев А.П. Оптимизированный объем показателей надежности космических систем (космических комплексов) и модели их оценки // Космические вехи: сб. науч. тр., посвященный 50-летию создания ОАО «ИСС» имени академика М.Ф. Решетнёва. Красноярск: ИП Суховольская Ю.П., 2009. С. 488–495.

7. Матюшев Р.А., Патраев В.Е., Максимов Ю.В. Современные методы поэтапного обеспечения надежности космических аппаратов связи и ретрансляции длительного функционирования // 12-я Междунар. конф. «Авиация и космонавтика-2013». г. Москва. С. 220–221.

8. ГОСТ Р 27.001–2009. Надежность в технике. Система управления надежностью. Основные положения. М.: Стандартинформ, 2009.

9. NASA/TP-2003-212242. EEE-INST-002: Instructions for EEE Parts Selection, Screening, Qualification, and Derating.

10.MIL-PRF-38535. Performance specification. Integrated circuits (microcircuits) manufacturing, general specification for.

ОПТИМИЗАЦИЯ ПЕЧАТНОГО УЗЛА ДЛЯ СЕЛЕКТИВНОЙ ПАЙКИ

А. А. Межов, Я. Н. Хасанов, Н. П. Томилина, В. А. Бахтина, А. В. Домнин

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: mezhoff.alek@yandex.ru

Рассмотрены основные преимущества селективной пайки. Предложены основные этапы оптимизации печатных узлов для селективной пайки. Дано описание часто возникающих проблем при пайке и приведены способы решения.

Технология селективной пайки известна уже на протяжении 30 лет, и сейчас на рынке представлено большое количество оборудования от различных производителей, отличающееся не только техническими характеристиками, но и конструктивным исполнением, в российских условиях данная технология еще не до конца изучена и освоена.

Селективная пайка – технология, позволяющая производить избирательный монтаж только выводных компонентов. Метод требует минимум доработок для оптимизации печатных плат под данную технологию и позволяет монтировать большинство существующих типов выводных компонентов. Производительность монтажа в несколько раз выше, по сравнению с ручным монтажом.

Практика доказала, что процесс автоматической селективной пайки имеет ряд неоспоримых преимуществ перед ручной пайкой. Применение автоматов селективной пайки практически полностью исключает влияние «человеческого фактора» на производственный процесс:

1. пайка всегда происходит под одним и тем же углом;

2. время пайки каждой точки четко выдерживается заданной программой;

3. полностью исключается пропуск вывода;

4. инертная среда обеспечивает оптимальное поверхностное натяжение волны припоя и препятствует окислению припоя.

Требования к конструкции ПУ для селективной пайки зависят от применяемой технологии селективной пайки и оборудования. Но существуют базовые требования, обеспечивающие качественную пайку такие как:

1. наличие свободного пространства вокруг паяных соединений штырьевого компонента, подлежащего пайке, так как возможно смывание поверхностно-монтируемых компонентов, близко расположенных к выводам штырьевых компонентов со стороны пайки;

2. длина выводов, должна быть минимально возможной;

3. размеры контактных площадок, также должны быть максимально уменьшены;

4.шаг выводов компонентов, связан с конструкцией волнообразователя.

Независимо от производителя и конструкции используемой установки, важными являются правильная настройка и подбор технологических параметров и режимов работы для конкретного печатного узла. При неправильном подборе параметров проблемы могут наблюдаться на любой установке. Также важна способность той или иной системы поддерживать нужную воспроизводимость пайки в течение длительного времени, что особенно важно при серийной сборке изделий.

Ниже, на рис. 1–3 представлены дефекты селективной пайки, возникающие по различным причинам.



Рис. 1. Плохое качество пайки вывода компонента

На рис. 1 приведен пример неудовлетворительного качества пайки одного из выводов штырьевого компонента. Причиной плохой пайки стал повышенный износ кончика волнообразователя. Для создания качественного паяного соединения важно, чтобы высота и форма миниволны припоя были стабильны во времени. Плохое смачивание припоем поверхности волнообразователя, его деформация и износ напрямую влияют на стабильность миниволны и, соответственно, на качество паяных соединений. Поэтому рекомендуется постоянно контролировать стабильность миниволны припоя и следить за степенью износа волнообразователей. Для этих целей производители оборудования предлагают специальные камеры визуализации процесса пайки. Неудовлетворительное заполнение отверстия при пайке возникает в случаях, когда припой не достигает верха металлизированного монтажного отверстия и не смачивает контактную площадку и вывод компонента на верхней стороне платы.



Рис. 2. Неудовлетворительно заполнение мотыжных отверстий припоем

Для улучшения заполнения отверстия припоем необходимо повысить температуру припоя или использовать более активный флюс. Немаловажным фактором также служит стабильность формы миниволны припоя и равномерность прогрева ПУ.

Для исключения смывания компонентов поверхностного монтажа во время пайки пришлось применить их маскирование. На рис. 3 можно увидеть пример такого маскирования. Расстояние между поверхностно-монтируемыми компонентами и контактными площадками для штырьевых компонентов до 0,25 мм.



Рис. 3. Близость компонентов поверхностного монтажа к области пайки штырьевого компонента

В случае непродуманной конструкции ПУ во время селективной пайки также возможно образование перемычек припоя между контактными площадками или выводами штырьевых компонентов. Перемычки припоя возникают, когда припой не полностью отделяется от двух и более выводов перед последующим отверждением. Это, в свою очередь, может приводить к последующим коротким замыканиям и отказу работоспособности всего изделия.

Для предотвращения возникновения вышеперечисленных проблем, рекомендуется разрабатывать конструкцию печатного узла с учетом базовых требований к его конструкции, особенностей конкретного узла и оборудования, применяемой компонентной базы. Также обязательно нужно учитывать рекомендации производителя оборудования к конструкции ПУ, подлежащего пайке.

АППАРАТУРА ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ СКОРОСТЕЙ И ПРОСТРАНСТВЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ КА ДЛЯ РАСО

А. В. Пичкалев¹, А. В. Гребенников²

¹Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва» 662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52 E-mail: al-mail@iss-reshetnev.ru ²ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет» 660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79 E-mail: berg24@mail.ru

Обоснована возможность создания космической навигационной радиоугломерной аппаратуры. Определен ее состав и требования к антенной системе для обеспечения задаваемой точности ориентации и стабилизации КА.

В режиме аппаратной солнечной ориентации (РАСО) отключается большая часть бортовой аппаратуры КА, включая часть приборов системы ориентации и стабилизации (СОС). Оставшиеся датчики наличия Солнца и угловых скоростей обеспечивают ориентацию КА на Солнце в пределах ±5° и контроль его вращения в режиме закрутки. Для повышения надежности функционирования контура обеспечения живучести КА [1].

АО «НПП «Радиосвязь» разработало совместно с Сибирским федеральным университетом и серийно выпускает несколько типов навигационной аппаратуры серии МРК, которая успешно применяется в составе станций спутниковой и тропосферной связи и поставляется другим предприятиям и организациям для использования в различных системах и комплексах. Они решают задачи высокоточной синхронизации, определения относительных координат, а также определения пространственной ориентации объектов. В 2008 г. аппаратура МРК-32 успешно прошла испытания для целей утверждения типа средства измерения военного назначения и зарегистрирована в Государственном реестре средств измерений под номером № 40056-08.

В 2012 году был запущен низкоорбитальный КА «Юбилейный-2», на борту которого проходил испытания навигационный приемник НП-101, являющийся прототипом бортовой навигационной аппаратуры нового поколения, разрабатываемой АО «НПП «Радиосвязь». Основные технические характеристики НП-101: габаритные размеры 160*100*20 мм, масса 160 г, потребляемая мощность 10 Вт, аппаратура обеспечивает обработку сигналов 24-х спутников ГЛОНАСС и GPS в частотных диапазонах L1 и L2 [2]. В настоящее время совместно со специалистами Сибирского федерального университета ведется разработка специальных алгоритмов определения пространственной ориентации, учитывающих особенности работы навигационной аппаратуры на КА и позволяющих значительно (в несколько раз) уменьшить погрешность определения пространственной ориентации по сравнению с «наземным» применением.

На основании имеющегося научно-технического задела кооперации красноярских предприятий представляется возможным, целесообразным и необходимым создание в кратчайшие сроки перспективной бортовой радиоугломерной аппаратуры для КА различного назначения. Создаваемая аппаратура должна иметь малые массу и габариты, невысокую стоимость и обеспечивать решение ряда специальных задач, повышающих эффективность ее использования в составе КА. Решить эту задачу можно, реализуя ее в виде модуля типового конструктива в составе штатного бортового прибора, где имеется общее управление и обработка информации, а также канал обмена с центральным бортовым компьютером. Модуль измерения угловых скоростей (МИУС) и пространственного положения КА будет измерять разность фаз сигналов КНС, принимаемых антенной системой, а приборный вычислитель решать задачи определения ее пространствен-

ной ориентации и передачи данных для ориентации и стабилизации КА. За счет отсутствия собственного электропитания, корпуса и т. п. масса МИУС будет в несколько раз меньше, чем у отдельной радиоугломерной аппаратуры. Решение задачи позиционирования КА на орбите по данным МИУС в приборном вычислителе или центральном бортовом компьютере позволит также выиграть массу за счет отказа от отдельной аппаратуры радионавигации.

В состав МИУС должны входить блоки радиотрактов, цифровой обработки сигнала (БЦОС) и процессор вторичной обработки данных КНС.

Специалистами СФУ разработан БЦОС для высокоточного угломерного навигационного приемника ГЛОНАСС/GPS на базовом матричном кристалле (БМК) в планарном металлокерамическом корпусе на 256 выводов МК 4244.256-4 (обозначение микросхемы 5540TH014A) емкостью 3,5 млн. вентилей, предназначенном для применения в системах управления и обработки данных наземного, воздушного и космического базирования. БМК разработан по КНИ-технологии с минимальными проектными нормами 0,18 мкм с одним уровнем поликремния и 6 уровнями металла. Конструкция БМК позволяет организовать систему контроля микросхемы JTAG.

БЦОС выполняет фильтрацию сигналов на аппаратном уровне, дискретное преобразование Фурье входного комплексного навигационного сигнала, децимацию и фильтрацию входного комплексного навигационного сигнала, генерацию опорных псевдослучайных последовательностей, организацию обмена между аналоговым радиотрактом и процессором вторичной обработки данных КНС.

БЦОС включает:

- 1. Сложно-функциональный (СФ) блок фильтрации сигналов ГЛОНАСС/GPS.
- 2. СФ-блок дискретного последовательного преобразования Фурье.
- 3. СФ-блок понижающего сумматора-ограничителя.
- 4. СФ-блок генераторов псевдослучайной последовательности.
- 5. СФ-блок интерфейсов вычислительного узла.

В основу определения пространственной ориентации по сигналам КНС положено измерение разности фаз несущего колебания сигнала навигационного КА (НКА), принятого разнесенными в пространстве антеннами. Такая разность фаз измеряется с высокой точностью (около 1 мм) и позволяет определить разность хода сигнала между антеннами антенной системы угломерной аппаратуры. Произведя такие измерения разности хода по нескольким НКА и зная координаты этих НКА, можно определить пространственную ориентацию антенной системы МИУС, пересчитываемую в пространственную ориентацию объекта, на котором установлена аппаратура [2].

Для измерения углов ориентации КА и скоростей его вращения требуются разное количество и расположение антенн на КА. Для решения задачи ориентации на Землю необходимо не менее 3-х антенн, расположенных в одной плоскости таким образом, чтобы все антенны могли одновременно наблюдать одни и те же НКА. При расстоянии между слабонаправленными антеннами (с шириной диаграммы направленности более 120–150°) в 1 м и стабильности этого расстояния ± 10 мм погрешности определения угловых координат составят не более 10 угловых минут для угла курса и 17 угловых минут для углов тангажа и крена. Увеличение расстояния между антеннами приводит к пропорциональному уменьшению погрешностей определения угловых координат. Точность измерения зависит и от диаграмм направленности антенн и их количества: чем больше антенн и более они узконаправленны – тем выше точность.

Разработка специальных узконаправленных космических антенн с их размещением на КА, исключающим переотражение навигационного сигнала, может уменьшить погрешность пространственной ориентации почти в 5 раз относительно слабонаправленных. Дополнительно можно еще в несколько раз уменьшить погрешность за счет математической фильтрации разбросов и обработки результатов радиоизмерений.

Минимальное время определения нахождения навигационного сигнала – 10 мс. Время обработки навигационного сигнала для решения угломерной задачи – 100 мс. Расположенные на всех 6 плоскостях КА антенны будут фиксировать появление навигационного сигнала при его вращении вокруг любой оси с угловой скоростью до 10 оборотов в секунду, что заведомо превышает предельно допустимую угловую скорость КА в режиме закрутки. При этом 3 узконаправленных антенны должны располагаться на плоскости, обращенной в штатном режиме к НКА, а не менее 5 слабонаправленных на каждой из оставшихся плоскостей, поскольку исходное угловое положение КА при переходе в РАСО может быть любым, а угловая скорость вращения достигать 40-50 /с.

К возможным недостаткам применения радиоугломерной системы можно отнести сложность интеграции антенной системы МИУС с КА, в процессе которой необходимо совместить обеспечение полей зрения антенн с относительно высокой точностью установки и максимально возможным расстоянием между ними.

Таким образом, МИУС, оснащенный системой узко- и слабонаправленных антенн, может удовлетворить требования по обеспечению данными СОС, как в РАСО, так и в режиме живучести КА, когда требуется определение углов связанной системы с точностью менее 0,5°.

Список литературы

1. Пичкалев А.В., Кочев Ю.В., Гребенников А.В. Радиоугломерная навигационная аппаратура для задач ориентации и стабилизации // Тез. докл. 2-й Междунар. науч. конф., посвящ. 30-летию запуска на орбиту первого навигац. космич. аппарата «Глонасс» (10–14 октября 2012 г., Железногорск) / под общ. ред. Н.А. Тестоедова; ОАО «Информационные спутниковые системы»; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. Красноярск, 2012. С. 142–144.

2. Галеев Р.Г. Состояние и перспективы развития бортовой аппаратуры навигации по сигналам ГЛОНАСС для КА // Тез. докл. 2-й Междунар. науч. конф., посвящ. 30-летию запуска на орбиту первого навигац. космич. аппарата «Глонасс» (10–14 октября 2012 г., Железногорск) / под общ. ред. Н.А. Тестоедова; ОАО «Информационные спутниковые системы»; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. Красноярск, 2012. С. 164–166.

3. Фатеев Ю.Л. Определение угловой ориентации объектов на основе глобальных навигационных спутниковых систем // Радиотехника. 2002. № 7. С. 51–56.

ГЕНЕРАТОР АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ СПЕЦИАЛЬНОЙ ФОРМЫ УЛЬТРАЗВУКОВОГО ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА

А. Н. Рябинькая, В. Н. Овчарук

ФГБОУ ВПО «Тихоокеанский государственный университет» 680035, г. Хабаровск, ул. Тихоокеанская, 136 E-mail: a.ryabinkaya@gmail.com

Анализируются результаты экспериментальных исследований акустико-эмиссионных свойств объектов простых геометрических форм. Демонстрируется неадекватность методов анализа в узкой полосе частот. Обосновывается необходимость применения автоматизированного устройства генерации акустических сигналов в составе акустико-эмиссионной информационно-измерительной системы.

Для проведения неразрушающего контроля акустическими методами часто возникает необходимость генерации зондирующих импульсов сложных форм. От точности расчета и воспроизведения этих импульсов в значительной степени зависит эффективность исследования и достоверность полученного результата. При этом возникает задача синтезировать подобные сложные сигналы по заранее определенным параметрам. Задание этих параметров возможно, как во временной, так и в частотной областях. Необходимые параметры сигнала могут изменяться в процессе работы в зависимости от свойств исследуемого объекта, а также от технических параметров применяемого оборудования и свойств линий передачи сигнала [1].

Существуют технические решения генераторов стандартных сигналов, на выходе которых имеется гармонический сигнал заданной амплитуды и частоты, либо сигнал определенной формы: генераторы прямоугольных, треугольных импульсов, последовательности импульсных сигналов и т. п. Выходной сигнал в подобных генераторах задается во временной области, такими параметрами как частота, период следования, длительностью импульса, амплитудой, скважностью и т. д. Решение данной задачи в частотной области с использованием современной вычислительной техники позволяет сделать процесс генерации сигналов более гибким, адаптируемым под конкретные условия исследования и имеющуюся измерительную аппаратуру [2]. Это позволяет повысить достоверность результата и сократить время исследования. Так же появляется возможность создания в удобной форме базы данных сигналов, использованных при каждом исследовании для дальнейшей их статистической обработки и выявления недостатков измерительных комплексов.



Рис. 1. Структурная схема измерительного комплекса

Для возбуждения акустических колебаний в исследуемом объекте контроля в разработанном аппаратно-программном комплексе используется метод возбуждения широкополосным пьезокерамическим преобразователем [1] (рис. 1). Для решения поставленной задачи в качестве базового блока использовалась акустико-эмиссионная система «Эмис-2М» в комплекте с приемными и задающими преобразователями, а так же специальные насадки. Программирование осуществлялось в среде NI LabVIEW-2013, установленной на типовой ПК. Для реализации системы была использована платформа NI PCI с коннекторным блоком NI BNC-2110 и многофункциональным DAQ устройством NI PCI-6070E.

При возбуждении акустических колебаний широкополосным преобразователем в объекте возбуждается импульс, спектр которого является результатом перемножения известного спектра электрического импульса на входе на АЧХ используемого пьезо-преобразователя. Для повышения точности снятия АЧХ объекта в программноаппаратном комплексе предусмотрена функция генерации сигнала со сложным спектром, который дает возможность скомпенсировать неравномерности АЧХ преобразователя, и при необходимости провести диагностику на выделенном диапазоне частот с высокой степенью достоверности.



Рис. 2. Лицевая панель моделирования сигнала

Лицевая панель моделирования сигнала (рис. 2) включает следующие компоненты: 1, 3 – переключатели вкладок моделирование/генерация; 2 – кнопка «Смоделировать сигнал»; 4, 5 – переключатели ввода параметров АЧХ и ФЧХ; 6 – поле ввода параметров характеристик; 7 – поле ввода шага по частоте между суммируемыми синусоидами; 8 – переключатель режимов моделирования ФЧХ; 9 – поле ввода длительности моделируемого сигнала; 10, 11 – элементы отображения результирующих частотных характеристик; 12 – элементы отображения результата моделирования во временной области.

После нажатия на кнопку 2 «Смоделировать сигнал» программа производит расчет сигнала по заданным параметрам, после чего пользователю предлагается сохранить результат генерации. При воспроизведении ранее смоделированного сигнала, сигнал усиливается до необходимого уровня и однократно выводится на аналоговый выходной канал DAQ-устройства. Сигнал моделируется как сумма синусоид с заданным шагом по частоте. Амплитудные параметры спектральных составляющих задаются пользователем по восьми произвольным точкам. Фазовая характеристика спектральных составляющих может задаваться вручную, генерироваться случайно или подбираться так, чтобы среднеквадратичное отклонение мгновенного значения сигнала от его математического ожидания был минимальным. Для получения гладкой характеристики сигнала по заданным точкам форма АЧХ сигнала аппроксимируется кубическими сплайнами.

Сигнал, поступающий с выхода DAQ-устройства, обрабатывается программной частью комплекса. Алгоритм работы программы можно условно разделить на две части – моделирование сигнала и вывод результата моделирования на аналоговый выход DAQ-устройства. Общий алгоритм моделирования сигнала и блок-диаграммы программной части комплекса представлены в работе [3].

При воспроизведении ранее смоделированного сигнала сигнал усиливается до необходимого уровня и однократно выводится на аналоговый выходной канал DAQустройства. Алгоритм генерации сигнала представлен в приложении. Параллельно генерируемый сигнал анализируется и на соответствующих элементах вывода отображаются его частотные характеристики (рис. 3).



Рис. 3. Лицевая панель генерации сигнала

Лицевая панель блока генерации сигнала (рис. 3) включает следующие компоненты: 1 – кнопка начала генерации; 2, 3 – Частотные характеристики загруженного сигнала; 4 – элемент настройки усиления; 5 – временное представление генерируемого сигнала.

Созданное автоматизированное устройство генерации акустических сигналов в составе информационно-измерительной системы успешно заменило существующую систему на базе настольных приборов. Это позволило существенно ускорить процесс проведения испытаний и повысить качество результата.

Список литературы

1. Лыков Ю.И., Овчарук В.Н. Анализ спектральных характеристик сигналов акустической эмиссии от усталостной трещины // Дефектоскопия. 1986. № 12. С. 92–95.

2. Установка «Спектр» для анализа спектральных характеристик акустической эмиссии / Ю.И. Лыков, А.И. Горбунов, В.Н. Овчарук и др. // Дефектоскопия. 1988. № 1. С. 31–36.

3. Овчарук В.Н. Акустико-эмиссионные методы исследования свойств керамических материалов. Хабаровск: Изд-во Тихоокеан. гос. ун-та, 2010. 201 с.

СПОСОБ И РЕАЛИЗУЮЩЕЕ ЕГО УСТРОЙСТВО ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ УРОВНЕЙ МЕТАЛЛА И ЭЛЕКТРОЛИТА В ЭЛЕКТРОЛИЗЕРЕ ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ АЛЮМИНИЯ

А. А. Ситников, В. П. Тен, А. И. Громыко (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: a.a.sitnikov@mail.ru

Описывается техническое решение, относящееся к цветной металлургии, в частности к электролитическому получению алюминия, оно может быть использовано при определении уровней металла и электролита в электролизере в процессе его эксплуатации. Изобретение позволяет проводить оперативный мониторинг количества металла и электролита в каждом отдельном электролизере для обеспечения его эффективной стабильной работы.

Для решения поставленной задачи в заявляемом «Способе измерения уровней металла и электролита в электролизере для получения алюминия» включающем погружение в расплав электрода дополнительно верхний конец электрода выполненного из материала с высокой проводимостью подключают через проводник, намотанный на барабан рулетки, на вход измерительного блока, а боковую поверхность электрода формируют в виде развернутой по вертикали шестерни, зубцы которой стыкуются с зубцами шестерни редуктора приводимого в движение шаговым двигателем, который перемещает электрод по высоте. Нижнюю часть электрода погружаемого в расплав покрывают стойким к агрессивной среде расплава изоляционным материалом оставляя свободным наконечник электрода, погружаемый в расплав с заданной скоростью (V), на выходе буферного усилителя формируется импульсный сигнал dU_{эл}, по которому определяют момент скачкообразного изменения потенциала электрода при касании наконечником электрода расплава электролита (X_r), а затем расплава алюминия (Z_{AI}) и с учетом исходного положения высоты электрода относительно верхней плоскости угольного катодного блока H_{хb} вычисляют высоту расплава электролита

$$h_{ijn} = V X_r - H_{xb}$$

и высоту расплава алюминия

$$h_{A1} = VZ_{A1} - H_{xb}$$

Реализующее способ устройство включает узел крепления термостойкого стержня, дополнительно в стальном герметичном кожухе из нержавеющей стали (3) с кронштейном (4) для жесткого крепления к стальному борту катодного узла с торцов электролизной ванны с фиксацией положения в пределах 90⁰ относительно торца катодного узла размещены механические и электронные устройства. Механические устройства включают: измерительный стержень (15), из нержавеющей стали подключенный верхним концом, через проводник, намотанный на барабан рулетки (12), на вход измерительного блока (11), а нижний к металлическому наконечнику (18), погружаемому в расплав. По середине стержня (15) из нержавеющей стали установлена шестерня редуктора (14), зубцы которой стыкуются с зубцами стержня. Вертикальность комбинированного стержня фиксируется направляющими изоляционными вставками (16) на средней вставке установлен концевой выключатель.

Основным подвижным рабочим элементом устройства является измерительный стержень (15), совершающий в процессе работы возвратно-поступательные движения. Фиксаторы (16) в виде направляющих изоляционных вставок выполнены из пластин из изолирующего материала.



Рис. 1. Разрез электролизера с самообжигающимся анодом

Устройство, реализующее способ, представлено на рис. 1-3.

На рис. 1 представлен разрез электролизера с самообжигающимся анодом, где введены следующие обозначения: анодный узел 1, газосборный колокол 2, стальной герметичный кожух из нержавеющей стали 3 с кронштейном 4 для жесткого крепления к стальному борту электролизной ванны 6 с фиксацией положения в пределах 90⁰ относительно торца катодного узла, корка электролита 5, подовые угольные блоки 7, настыль и гарнисаж 8, электролит 9, расплав алюминия 10.



Рис. 2. Разрез устройства измерения уровней металла и электролита в электролизере для получения алюминия

На рис. 2 представлен разрез устройства измерения уровней металла и электролита в электролизере для получения алюминия, где введены следующие обозначения: 3 – стальной герметичный кожух 3, 11 – электронный измерительный блок, с подключением питания от рабочего напряжения U₃ электролизера кнопкой 11_п, 12 – барабан рулетки, 13 – измерительный стержень из нержавеющей стали, боковая поверхность которого выполнена в виде развернутой шестерни, зубцы которой состыкованы с шестерней редуктора, управляемой шаговым двигателем 14, измерительная часть стержня опускаемого в расплав покрыта термостойким изоляционным материалом (прессованная слюда) 15, 16 – фиксаторы в виде направляющих изоляционных вставок, 17 – концевой выключатель, 18 – контактный наконечник.



Рис. 3. Структурная схема устройства измерения уровней металла и электролита в электролизере для получения алюминия: 17 – концевой выключатель; 18 – контактный наконечник; 19 – преобразователь постоянного напряжения; 20 – микроконтроллер; 21 – шаговый двигатель с редуктором; 22 – кнопка включения устройства; 23 – индикатор; 24 – буферный усилитель; 25 – тактовый генератор; 26 – кнопка сброса; 27 – устройство управления; 28 – модуль Wi-Fi; 29 – драйвер шагового двигателя

Измерение уровней металла и электролита в электролизере для получения алюминия с использованием предлагаемого устройства осуществляется следующим образом.

Измерительное устройство в стальном кожухе из нержавеющей стали 3 с кронштейном 4 (рис. 1), для жесткого крепления к стальному борту катодного узла с торцов электролизной ванны поворачивают на 90⁰ относительно торца катодного узла и включают посредством кнопки 11_п, преобразователь 19 постоянного напряжения электролизера U₃ в напряжение (U_{пит}) для питания: микроконтроллера 20, буферного усилителя 24, модуля Wi-Fi -28 (рис. 3), драйвера шагового двигателя с шестерней редуктора, зубцы которой состыкованы с зубцами стержня шагового двигателя с редуктором 21, при готовности к измерению микроконтроллер 20 вырабатывает сигнал готовности к проведению измерения и через модуль Wi-Fi 28 и передает на пульт системы управления технологическим процессом. При получении сигнала готовности система управления по модулю Wi-Fi 28 микроконтроллер 20 формирует управляющий сигнал для драйвера 29 шагового двигателя с редуктором 21. Шаговый двигатель с редуктором 21 перемещает измерительный стержень 13 по вертикали вниз. Измерительный стержень 13 (рис. 2), погружаемый в расплав с заданной скоростью (V), прокалывает контактным наконечником 18 корку электролита 5 (рис. 1) и опускается до поверхности расплава электролита 9, на выходе буферного усилителя 24 формируется импульсный сигнал $dU_{_{3\pi}}$, далее опускаясь вниз наконечник измерительного стержня касается поверхности расплава алюминия 10, на выходе буферного усилителя 24 формируется импульсный сигнал $dU_{A\pi}$.

Микроконтроллер 20 определяет момент скачкообразного изменения потенциала на выходе измерительного стержня при касании наконечником стержня расплава электролита (X_r), а затем расплава алюминия (Z_{AI}) и с учетом исходного положения высоты электрода относительно верхней плоскости угольного катодного блока H_{xb} вычисляет высоту расплава электролита. Полученные значения высоты расплава электролита и алюминия передают через модуль Wi-Fi 28 на пульт системы управления технологическим процессом. Шаговый двигатель отключается при срабатывании концевого выключателя 17 и срабатывает реверс для подъема измерительного электрода в исходное положение.

Данное техническое решение решает задачу измерения разности потенциалов при контакте металлического наконечника с расплавом электролита и металла, а следовательно и точное измерение их высоты.

Результатом предлагаемого технического решения является снижение трудоемкости процесса измерения, повышение точности измерения высоты расплава электролита и металла в электролизерах для производства алюминия, что позволит стабилизировать технологический процесс, повысить производительность электролизеров и улучшить экологию.

Список литературы

1. Способ и реализующее его устройство для определения уровней металла и электролита в электролизере для получения алюминия / А.И. Громыко, В.П. Тен, А.А. Ситников. Заявка на патент № 2016151941 [Электронный ресурс]. www.fips.ru

2. Громыко А.И. Автоматический контроль технологических параметров алюминиевых электролизеров. Красноярск: ИПЦ КГТУ, 1984. 240 с.

3. Громыко А.И. Контроль технологических параметров при электролизе алюминия // Сб. докл. Красноярск: Краснояр. гос. ун-т, 1999. С. 265–267.

4. Питерцев Н.Н., Пузанов И.И. Совершенствование контроля и поддержания целевого уровня металла в электролизере // Технико-экономический вестник РУСАЛа. № 19. Июнь 2007 г. С. 41–43.

5. Bonnardel O. and Homsi P. The Pechiney Semi-Continuous & Automatic Measurement Device (CMD) // A New Tool For Automatic Measurements, Light Metals 1999. P. 303–309.

ОПТИМИЗАЦИЯ ТЕПЛОВЫХ ТРУБ ДЛЯ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

Н. Ю. Соколов^{1,2}, В. А. Кулагин²

¹Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» им. академика М. Ф. Решетнёва» 662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52 E-mail: nikita436@gmail.com ²ΦΓΑΟУ BO «Сибирский федеральный университет» 660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79 E-mail: v.a.kulagin@mail.ru

Представлена разработанная математическая модель оптимизации массогабаритных характеристик тепловых труб, предназначенных для космических аппаратов (КА). Представлены результаты моделирования тепловых труб во вновь разработанном ПО. Представлена новая модификация гипертеплопроводящих секций, высоконадежной системы ТТ. Сопоставлены результаты расчетов вновь разработанного ПО со специализированным ПО HyperEmulator.

По новой математической модели рассчитываются геометрические параметры фитиля тепловой трубки (TT), газового канала TT, оптимальная длина TT, площадь контакта TT достаточная для обеспечения отвода установленной тепловой мощности, вес системы TT. Результат вычислений зависит от поставленной задачи, решением может стать как одна TT так и система TT оптимизированная по весу.

Математическая модель состоит из уравнений Дарси для жидкости, уравнений связывающих критерий оптимизации с количеством ТТ и площадью контакта ТТ. Физический смысл математической модели состоит в том, что отведение мощности с увеличением длины ТТ требует увеличения поперечной площади фитиля ТТ и газового канала, критерий Kr определяет отношение массы к тепловой мощности отводимой ТТ при превышении которого следует преобразовать одну ТТ в систему ТТ и установить площадь контакта между ТТ пропорциональную удельному тепловому потоку (УТП).

$$\Delta P_l = \frac{\mu_l \cdot l \cdot Q}{K \cdot S \cdot \rho_l \cdot \lambda};\tag{1}$$

$$\Delta P_c = \frac{2 \cdot \sigma \cdot \cos \varphi}{r_c}; \qquad (2)$$

$$\Delta P_q = \rho_l \cdot g \cdot l \cdot \sin \varphi; \tag{3}$$

$$\Delta P_c = \Delta P_l + \Delta P_q; \tag{4}$$

$$m = n \cdot \rho_f \cdot S \cdot l; \tag{5}$$

$$\frac{m}{\alpha} = Kr; \tag{6}$$

$$\begin{cases} Kr \ge 2 \cdot n, \quad l = \frac{l_0}{n} + \frac{Q}{P_{specific} \cdot B}, n = 2, 3, 4; \dots \\ Kr \le 2 \cdot n, \quad l = l_0, \quad n = 1; \end{cases}$$
(7)

$$Kr \leq 2 \cdot n, \quad l = l_0, \quad n = 1;$$

$$d_v = \sqrt{\frac{20 \cdot Q}{\pi \cdot 0 + k \sqrt{v \cdot R \cdot T}}}, \quad (8)$$

$$_{\nu} = \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot \rho_{\nu} \cdot \lambda \cdot \sqrt{\gamma_{\nu} \cdot R_{\nu} \cdot T_{\nu}}}}, \qquad (8)$$

где μ_l – вязкость жидкости; l_0 – длина TT; Q – мощность источника тепла; φ – угол наклона TT; K – проницаемость фитиля; ρ_l – плотность жидкости; S – площадь поперечного сечения фитиля; λ – теплота парообразования; σ – поверхностное натяжение; r_c – радиус капилляров; g – ускорение свободного падения; ρ_f – плотность фитиля; n – количество TT в системе (количество перегородок равно n – 1); $P_{specific}$ – максимальный УТП через перегородку (ограничение по кипению TT); Kr – критерий масса/мощность; B – ширина TT; ρ_v – плотность фитиля; R_v – газовая постоянная. Критерий Кг определен уровнем техники, первоначально получен для медной гипертеплопроводящей секции (ГТПС), которая при весе 0,18 кг отводит 40 Вт от верхней части зоны испарения. Критерий Кг (ГТПС) составляет 4,5 г/Вт. Путем анализа полученных данных, представленных на рис. 1, критерий оптимизации Кг для меди был принят равным 2 г/Вт. С критерием 4,5 г/Вт был резкий скачок по весу (уменьшение) при переходе на новое техническое решение, а с критерием 1 г/Вт получить выигрыш в весе возможно только в интервале до 20 см. Перепад температуры в зоне конденсации пропорционален теплопроводности конструкционного материала, теплопроводности жидкости и удельному тепловому потоку (УТП).



Рис. 1. График оптимизации медных ТТ для различных Kr

Разработанное ПО и сопоставление результатов со специализированным ПО НурегЕmulator. Интерфейс ПО и результат решения задачи отвода тепловой мощности 50 Вт с высоты 0,1 м (вертикально) представлять себе постановку задачи, т. е. на каком расстоянии и под каким углом будет расположен источник тепла, его геометрические параметры и тепловыделение, а также геометрические параметры системы охлаждения. В поле техническое решение надпись «Применить TT с перегородкой» означает, что одна TT будет преобразована в две TT, имеющие на определенном участке общую стенку с площадью контакта 10 см². При необходимости применения системы TT программа одновременно демонстрирует результаты расчета одной не оптимизированной TT «Прямое соединение одной TT» и оптимизированной системы TT «Новое техническое решение». УTП через контактирующую стенку задается пользователем, чем меньше его значение, тем меньшее значение перепада температур на перегородке, но выше масса (увеличивается длина двух TT). Исходя из современного уровня техники оптимальное значение УTП для TT составляет 5 BT/см².

Дано:		Решение:		Vaca u a ronnañ V		
Характеристика источника тепла	Характристика холодильника	Техническое решение Применить TT с перегородкой		7 дельный тепловой поток в испарителе Вт/кв.см	лоток в конденсаторе Вт/кв.см 2,5	
Длина, см	Длина, см					
2	2					
Ширина, см	Ширина, см	Прямое соединение одной ТТ				
10	10	Перепад давления в жидкости		Передал давления		
Мощность, Вт	Температура, °С		в жидкости	капиллярный	гидростатический	
50	40	0,86	0,86	3795,47	1372	
Расстояние до холодильника, см	Угол наклона ТТ, град	Пл ФУ	ощадь сечения итиля, кв.см	Масса TT, грамм	Температура ЭРИ,	
10	90	3,59	9	251,1	40,6348	
Удельный поток на перегородках, Вт/ке	3.CM	Новое техничес	кое решение			
5		Пло нов КВ.	ощадь сечения вого фитиля, .см	Масса новой ТТ, грамм	Температура ЭРИ,	
		1,67	7	133,26	41,887	
Решить!		Дли	ина перегодки,	Площадь перегородки кв.см	и.	
		1		10		

Рис. 2. Интерфейс ПО (решение задача оптимизации)

По результатам расчета ПО сообщает, что оптимальным решением поставленной задачи является система ТТ состоящая из двух ТТ с общей стенкой. При этом если не сделать оптимизацию, то вес ТТ будет больше на 118 г (грубая оценка). Эффект оптимизации достигается за счет уменьшения площади фитиля и изменения геометрических размеров ТТ (уменьшается ширина, толщина). При этом увеличивается температура ЭРИ на 1,25 °C. Возможная модификация медной ГТПС представленная на рис. 3.

Медная ГТПС по результатам решения данной задачи в ПО HyperEmulator не может отводить 50 Вт с высоты 0,1 м при прочих равных условиях, поэтому её толщина была увеличена до 3 мм.



Рис. 3. Внешний вид ГТПС, где а – стандартная ГТПС; б – модифицированная ГТПС

На рис. 4 представлены результаты моделирования медной ГТПС (3 мм) в ПО НурегЕmulator для отведения тепловой мощности 50 Вт вертикально. Максимальная температура ЭРИ составила 40,9 °С (температура основания 40 °С), капиллярная нагрузка 99,8 % (капиллярное ограничение).

На рис. 5, 6 представлены результаты моделирования модифицированной ГТПС с толщиной 1,4 мм с состоящей из двух ТТ с контактной площадью 10 см². Максимальная температура ЭРИ составляет 41,9 °C, капиллярная нагрузка в верхней части – 98,9 %, в нижней – 83,5 %.



Рис. 4. Расчетный случай в ПО HyperEmulator ГТПС (3 мм), где *а* – максимальная температура ЭРИ; б – максимальная капиллярная нагрузка



Рис. 5. Расчет верхней части модифицированной ГТПС (с одной перегородкой) в ПО HyperEmulator ГТПС (1,4 мм), где *а* – максимальная температура ЭРИ; *б* – максимальная капиллярная нагрузка



Рис. 6. Расчет нижней части модифицированной ГТПС (с одной перегородкой) в ПО HyperEmulator ГТПС (1,4 мм), где *а* – максимальная температура до перегородки; *б* – максимальная капиллярная нагрузка

Для проверки разработанной ПО задача была решена вручную в ПО НурегЕmulator. Поперечная площадь фитиля модифицированной ГТПС составляет 1,54 см² (ПО HyperEmulator), расчетная поперечная площадь фитиля в разработанной ПО согласно рис. 1 составляет 1,67 см², т. е. разница в результатах программ 7,8 %. Разница объясняется тем, что коэффициенты в ПО HyperEmulator откорректированы по результатам экспериментальных отработок на ГТПС, а в новой программе все коэффициенты справочные. Возможность оптимизации веса системы ТТ подтверждена.

Модификации системы TT с общими стенками. Геометрическая интерпретация результатов работы разработанного ПО разнообразна, дополнительно был проработан «шахматный» вариант расстановки (см. рис. 7). Теплообмен между TT в новой системе происходит не только через общие стенки, но и с помощью теплопередачи по металлу TT, т. е. теплопередача происходит со всех сторон TT. В случае установки локальных ЭРИ их тепловой поток будет передаваться одновременно и по длине и по ширине системы TT, т. е на ЭРИ будет низкая температура за счет того, что тепловое сопротивление «боковых» TT ниже чем «торцевых» TT тепловой поток распределиться по ширине TT затем через «торцевые» TT будет продвигаться к системе охлаждения. TT в системе могут иметь разную длину, чем короче TT (при прочих равных) тем большую мощность она способна отводить.



Рис. 7. Новая модификация системы ТТ «шахматная»



Рис. 8. Новая модификация системы ТТ в 2 слоя «шахматная»

На рис. 8 представлена модификация «шахматная» в два слоя (общее количество TT 32 шт., длина каждой TT 0,09 м, ширина 0,004 м). Система рассчитана для отвода 40 Вт на расстояние 0,18 м с запасом по УТП, поэтому в случае выхода из строя 2–6 шт. максимальная температура системы TT увеличится незначительно, при выходе из строя каждой второй TT температура в системе TT увеличится на 25–30 °C. Слои системы TT

могут располагаться под углом от 0 до 90° друг к другу, если слои системы TT имеют длину и ширину большую, чем длина TT, то при 90° обеспечивается максимальная надежность системы, а минимальная температура в системе TT будет обеспечена под углом 0° .

Новые модификации рамок блоков радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) КА. Геометрическая интерпретация результатов работы разработанного ПО разнообразна, так блок силовой электроники КА, представленный на рис. 9, может быть модифицирован и уменьшен по габаритно-массовым характеристикам (см. рис. 10, 11).



Рис. 9. Внешний вид рамки силового блока РЭА с ГТПС



Рис. 10. Внешний вид «внахлест» модификации рамки блок РЭА



Рис. 11. Внешний вид «шахматная» модификация рамки блок РЭА

Математическая модель, состоящая из уравнений (1)–(8), применима для оптимизации системы ТТ. Результаты расчетов разработанного ПО на основе новой математической модели подтверждены расчетами в специализированном ПО HyperEmulator. По результатам работы ПО разработаны модификации рамок блоков РЭА, которые позволят уменьшить вес прибора.

Список литературы

- 1. Лукс А.Л., Матвеев А.Г. // Вестник СамГУ. Естественнонаучная серия. 2008. № 3 (62). С. 331–356.
- 2. Деревянко В.А., Нестеров Д.А., Косенко В.Е. и др. // Вестник СибГАУ. 2013. № 6 (52). С. 111–116.

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ ДИАГНОСТИКА ТЕХНИЧЕСКИХ НЕИСПРАВНОСТЕЙ АВТОТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ

Д. С. Феоктистов (научный руководитель)¹, А. И. Бугаев², В. Ф. Гарифуллин¹

¹Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: feoktistov-d-s@mail.ru ²Военно-инженерный институт ФГАОУ ВО СФУ 660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 13а E-mail: bugaev9797@mail.ru

Предложено устройство автоматизированной диагностики технических неисправностей автотранспортных средств. Рассмотрена структурная схема устройства, дано функциональное описание основных элементов. Представлена аппаратная реализация устройства.

Очень часто неисправности транспортных средств (TC) служат причиной возникновения аварий на дорогах и носят самый разный характер. Так при сгоревшей лампочке можно доехать до магазина и купить новую, а при отказе тормозной системы или спущенного колеса, не имея при себе запаски придется вызвать эвакуатор (согласно правилам дорожного движения) [1].

Доля аварий, связанных с технической неисправностью автомобиля, с 2014 года стремительно растет, но на общем фоне поломки машин по-прежнему являются редкой причиной аварий. Соответствующая динамика может быть связана с реформой техосмотра, после которой надзор за техническим состоянием автомобиля перешел от ГИБДД к страховым компаниям.

Во избежание многих проблем, связанных с неисправностью транспортного средства и электроникой, необходимо производить диагностику ТС. Процедура полезная, не слишком затратная и времени занимает не так много, однако для того чтобы не допустить вышеупомянутые поломки нужно посещать диагностику хотя бы с периодичностью в месяц.

Для того чтобы устранить все эти упомянутые неудобства прохождения диагностики TC, авторы предлагают конструктивное решение устройства, устанавливаемое в автомобиль. Оно позволит автоматически производить полную диагностику вашего TC в любое время, когда вам этого захочется, а также ежемесячную диагностику в качестве профилактических мер.

В плане возможностей устройства можно выделить:

полная проверка всей электроники через электронный блок управления ТС;

проверка давления в шинах;

проверка давления масла и его уровень;

проверка уровня топлива и расчет его расхода;

проверка зарядки аккумуляторной батареи;

температуру на улице и в салоне.

запрос данных через интернет: геолокация ТС, погодные условия, загруженность дорог, участки дорог, где произошло ДТП.

Структурная схема предложенного устройства представлена на рис. 1.

Центром устройства будет плата Arduino, построенная на основе микроконтроллеров фирмы Atmel, а также элементов обвязки для программирования и интеграции с другими схемами. На данных платах присутствует линейный стабилизатор напряжения +5 В или +3,3 В. Тактирование осуществляется на частотах 8, 16 или 87 МГц кварцевым резонатором. В микроконтроллер предварительно прошивается загрузчик, поэтому внешний программатор не нужен.



Рис. 1. Структурная схема устройства диагностики неисправностей ТС

К главным достоинствам плат семейства Arduino можно отнести:

большой выбор доступных вариантов микроконтроллеров из линейки Arduino;

большое количество плат расширения, предназначенных для увеличения функционала и выполнения конкретизированных технических задач без необходимости самостоятельного проектирования дополнительной периферии (платы для управления двигателями, датчики, беспроводные интерфейсы, дисплеи, устройства ввода);

удобная, адаптированная среда разработки программного обеспечения.

Все задачи по обработке и выдаче информации о состоянии TC будут возложены именно на микроконтроллер Atmel. Наряду с этим необходимо выделить и функциональные особенности других модулей:

устройство обмена с бортовым компьютером. Предназначено для сбора информации о состоянии автомобиля с бортового компьютера, что позволяет следить за напряжением бортовой сети, оборотами двигателя, расходом топлива и многим другим;

дисплей. Устройство, представляющее собой миниатюрный экран, для отображения всех информации о состоянии TC;

панель управления. Представляет собой органы управления для запуска, настройки и управления устройством в целом;

модуль связи сети GSM. Предназначен для дистанционного управления устройством по сети GSM. Взаимодействие может осуществляться как посредством SMSсообщений, так и путем пакетной передачи данных по технологии GPRS;

Bluetooth-модуль. Используется для взаимодействия с рядом различных беспроводных периферийных устройств: управления, сбора служебной информации для составления более подробной картины состояния TC.

Автотранспортное средство представляет собой сложный механизм, для диагностики которого необходимо провести всесторонний анализ. Для решения этой задачи в предлагаемом устройстве применяются периферийные устройства, которые можно подразделить на беспроводные и с непосредственным подключением к центральному микроконтроллеру.

Беспроводные периферийные устройства:

датчик температуры «салон-улица». Устройство, представляющее собой терморезисторы, посредством которых определяется температура как в салоне, так и вне;

датчик давления масла. Предназначен для контроля системы смазки, защиты двигателя в случае неисправности;

датчик температуры и давления в шинах. Датчик устанавливается вместо колпачка ниппеля и считывает необходимую информацию точностью измерения до 0,1 атм. Это позволяет следить за температурой и давление внутри покрышек в режиме реального времени с передачей информации на головное устройство;

датчик наклона. Представляет собой 3-координатный сенсор, отслеживающий несанкционированное изменения подъема кузова TC.

Периферийные устройства с непосредственным подключением к центральному микроконтроллеру:

- вольт-амперметр. Предназначен для определения значения постоянного тока и напряжения сети, используется в качестве резервного устройства при возникновении ошибок бортового компьютера;

- звуковой сигнал. Используется для оповещения неисправности TC или выхода из строя определенного датчика или модуля. Представляет собой миниатюрный динамик;

ультразвуковой дальномер. Представляет собой датчик, измеряющий расстояние между собой и объектом, на который он направлен;

мини камеры. Предназначены для защиты транспортного, а в совокупности с ультразвуковым дальномером и для парктроника.

Диагностики TC будет осуществляться как в ручной режиме при нажатии кнопки «Диагностика» на рабочей панели устройства, так при отправке специального SMSзапроса на GMS-модуль.

В работе представлено общее описание устройства, комбинация и набор периферийных устройств можно значительно расширить. Решение задач автоматизированной диагностики неисправностей применимо не только автомобильным TC, но также и мотоциклам, грузовым и пассажирским. Поэтому выбор подходящих периферийных модулей может быть индивидуален для каждого типа TC.

В настоящее время авторами ведутся работы по созданию рабочего прототипа устройства. Использование такого инструмента позволит каждому водителю самостоятельно без дополнительных материальных и временных затрат проводить диагностику и предупреждать серьезные поломки TC. Постоянный контроль за состоянием транспортного средства повысит уверенность владельца в своем автомобиле, что в общем случае снизит количество дорожно-транспортных происшествий.

Список литературы

1. Правила дорожного движения. ПДД с изменениями от 1 января 2017 года [Электронный реcype]. URL: http://www.pdd24.com/

ПРОБЛЕМЫ АНАЛИЗА БРАКА НА ПРОИЗВОДСТВЕ

Я. Н. Хасанов, А. А. Межов, Н. П. Томилина, В. А. Бахтина, А. В. Домнин

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: yroslaw55555@mail.ru

Рассмотрены основные проблемы анализа брака на монтажно-сборочном производстве. Рассмотрены основные виды брака, приведены примеры. Намечены планы по последующей работе.

Согласно Концепции развития радиоэлектронного комплекса Российской Федерации, качеству и надежности радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), производящейся по государственному заказу, уделяется первостепенное внимание. Печатные узлы (ПУ) основа практически любого изделия РЭА.

Высокая трудоемкость проведения ремонта приборов на всех этапах их изготовления, повышает себестоимость и отпускную цену, снижая конкурентоспособность выпускаемой продукции на рынке. Проведение ремонта, связанного с неоднократной заменой компонентов, снижает надежность приборов и увеличивает вероятность проведения гарантийного ремонта у потребителя. Учитывая широкую географию продаж, затраты на проведение подобного ремонта могут быть настолько значительны, что сделают производство убыточным, особенно при увеличении гарантийных сроков. Снижение качества и надежности выпускаемой продукции подрывает авторитет производителя и снижает стоимость торговой марки, что, в свою очередь, уменьшает прибыль.

Производственный контроль печатных узлов представляет собой очень сложный технологический процесс, и наличие брака неизбежно, поэтому необходимо иметь высокотехнологичную, хорошо отлаженную систему контроля и анализа возникающих отказов на всех этапах производства.

В первую очередь для качественного анализа требуется высокотехнологичное, современное оборудование для электрического тестирования.

Электрическое тестирование, как правило, является последней операцией технологического процесса изготовления печатного узла изделий электронной техники. В современном производстве оно имеет два этапа:

1. внутрисхемное тестирование;

2. функциональное тестирование.

Имеется устойчивая тенденция увеличения роли внутрисхемного тестирования. Это обусловлено тем, что при внутрисхемном тестировании осуществляется контроль изделия на соответствие конструкторской документации, а не только проверка функционирования без полноценного анализа запаса надежности. Внутрисхемный контроль, является неотъемлемой частью технологического процесса, поскольку именно такой контроль позволяет осуществлять обратную связь «изделие – технологический процесс». Конечно, и функциональное тестирование необходимо, но только как средство окончательного контроля.

На «НПП «Радиосвязь», используется современное оборудование и технологии для электрического тестирования, позволяющие проводить данные виды контроля. Тем не менее, собранная на предприятии статистика по отказам показала, что для получения полной информации по отказавшей аппаратуре, электрического тестирования недостаточно. В аппаратуре, прошедшей финальное тестирование, и вышедшей за пределы предприятия-изготовителя есть дефекты, проявляющиеся в дальнейшем в эксплуатирующей организации.

Были выявлены три основных типа дефектов:

•Ошибки разработчиков и конструкторов;

Прежде всего надежность печатного узла обеспечивается качеством разработки. Конструктор должен проверять входные данные, применять заданные базовые материалы, учитывать тепловые режимы испытаний и эксплуатации, знать режимы и технологические процессы их изготовления и т. д. Отступление от каких-либо требований стандартов по проектированию и изготовлению ПУ может привести к появлению скрытых дефектов, возникающих в процессе эксплуатации. Ниже представлены типичные ошибки, возникающие при проектировании ПУ:

• ошибки в согласовании требуемого размера контура печатной платы с методом его обработки;

• ошибки при выборе отдельных размеров проводников, зазоров, отверстий, гарантийных и т. п. Эти размеры определяют класс точности, а значит цену и сроки изготовления плат. Даже один элемент с ошибочно малым размером может переквалифицировать класс точности всей платы;

• неравномерное распределение дорожек, полигонов и точек пайки на крупногабаритных печатных платах может приводить к короблению плат после пайки в печах;

• отсутствие термозазора вокруг точек монтажа компонентов при подключении к крупным заливкам фольгой (полигонам или широким дорожкам) приводит к затруднениям и браку при пайке;

• для плат, подлежащих лакированию, следует учитывать требования к расположению разъемов и других не подлежащих лакированию компонентов. В противном случае растет процент брака при попадании лака на контакты разъемов;

• туманные зоны, повторяющие рисунок переплетения стеклоткани – причина их неверно выбранная марка препрега.

• Отказ несоответствующих комплектующих компонентов;

Во многих случаях анализ вернувшихся из эксплуатации РЭА показывает, что причиной отказа является ненадежные комплектующие элементы, которые не выдерживают условий эксплуатации, но так же, в составе изделия, полностью проходят все испытания на предприятии. Большинство таких возвратов гарантийные и несут большие убытки, поэтому данная проблема требует к себе большего внимания.

• Отклонения в технологии изготовления печатных узлов;

Чтобы избежать проблем, возникающих при изготовлении печатных плат, а также определить причины, порождающие эти проблемы, следует учитывать свойства материалов, из которых изготавливается плата, так как от них напрямую зависит ее качество. Проведем классификацию дефектов:

• расслоение – этот дефект возникает в процессе изготовления платы и проявляется при монтаже, тестировании или эксплуатации изделия. Главная причина расслоения – недостаточная толщина препрега;

• коробление МПП – как правило, выявляется непосредственно после техпроцесса прессования, но довольно часто коробление проявляется только на этапе сборки или только в процессе эксплуатации;

• разрыв металлизации в месте соединения переходных отверстий с внутренними слоями, представлен на рис. 1;

• трещины в металлизированном отверстии, показанные на рис. 2, возникающие как при неправильном выборе материла ПП, так и при нарушении режимов металлизации.

Современные проблемы радиоэлектроники. 2017



Рис. 1. Слабое место конструкции ПП-соединения переходных отверстий с внутренними слоями



Рис. 2. Трещина в металлизации отверстия

Принимая во внимание вышесказанное, необходимо расширить и модернизировать систему контроля, разрабатывая более жесткие критерии на некоторых этапах производства, чему и будет посвящена дальнейшая работа.
ПРОЕКТИРОВАНИЕ УЛЬТРАЗВУКОВОГО ДАЛЬНОМЕРА ДЛЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

А. Ю. Хорошко, Н. М. Боев, П. В. Шаршавин, А. О. Недбайло

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: nedars@mail.ru

Приводится обзор решений для измерения малых значений высоты полёта беспилотного летательного аппарата, описываются недостатки при измерении высоты с помощью гироскопов и акселерометров, радиодальномеров и лазерных дальномеров. Приводится описание разработки ультразвукового дальномера, использующего фазаманипулируемый сигнал (М-последовательность или код Баркера) для измерения расстояния с целью повышения точность, помехозащищённости и разрешающей способности. Приводятся результаты моделирования в Matlab Simulink.

Современные беспилотные летательные аппараты (БЛА) способны осуществлять полет в автоматическом режиме от взлета до посадки, и решать задачи мониторинга земной (водной) поверхности, а БЛА военного назначения – обеспечивать разведку, поиск, выбор и уничтожение цели в сложных условиях [1].

Одной из проблем автопилотирования БЛА является автоматический режим взлёта и посадки, который особенно важен для БЛА вертикального взлёта и посадки, поскольку при ручном управлении аппарат может потерять управление и дестабилизироваться [2].

Также, в случае необходимости полёта на малой высоте (до 10 м) с точно поддерживаемой высотой полёта возникают трудности из-за повышенной турбулентности атмосферы и потребности в точном измерении высоты рельефа. [3]

Для выполнения данных задач используется такой элемент стабилизации полёта как высотомер, необходимый для удержания необходимой высоты и безопасной посадки в автоматическом режиме [4].

Как правило, для контроля, в том числе и высоты, используются данные гироскопов и акселерометров, что не является робастным, и в той или иной степени работоспособно только при полете в стабильной атмосфере. Существенное внешнее возмущение (порыв ветра, восходящий поток или воздушная яма) чревато потерей ориентации летательного аппарата и аварией [5].

Для минимизации погрешности данных гироскопов и акселерометров применяется калмановская фильтрация, но это всего лишь вспомогательный математический аппарат, а не решение задачи. Поэтому невозможно создать робастную устойчивую систему, просто перенося на MEMS интегрированные системы и стандартные подходы обработки данных. [5]. При решении задачи калмановской фильтрации однозначно принимается, что ИНС является безотказной надежной системой, но сбой в работе ИНС может произойти, например, при отказе какого- либо датчика первичной информации, в каналах связи или в вычислителе при выполнении недопустимой математической операции [6].

Для контроля высоты также используют радиовысотомер, который при некоторых ситуациях может выдавать различного характера ложную информацию о высоте: при полете БПЛА в зоне барражирования самолетов – поставщиков помех, на участках траектории со сменой эшелона, при полете вблизи мощных радиолокационных станций (РЛС) и в ближней зоне заданной конечной точки при наличии активного радиоэлектронного противодействия. Это, в конечном итоге, может привести к нарушению расчетной траектории движения, невозможность выполнения задачи БПЛА [6]. Также для контроля высоты также используют лазерный дальномер. Для такого дальномера снижают дальность измерения солнечная освещённость, туман, дым, пыль, осадки, разрозненная структура объекта (листва, трава).

Подобных недостатков не имеет ультразвуковой дальномер (УЗД). Они как правило малогабаритны и имеют низкое потребление энергии, а также небольшую стоимость. УЗД имеют малый диапазон измерения (в среднем около 5 м), что решается комплексированием с сигналом спутниковой навигационной системы и барометрическим, лазерным или другим высотомером. При возмущающем турбулентном ветре до 1м/с точность стабилизации высоты составляет 0,5 м, что достаточно для полета над пологим неизвестным рельефом на высоте 5–7 м над поверхностью земли [3]. Высокой точности от такой системы не требуется, приемлемой является погрешность в 1 сантиметр [4]. В качестве высотомера УЗД используется на беспилотных верталётах Bergen Twin (ультразвук и GPS/INS), Kyosho Concept 60 (ультразвук), TSK Blackstar (ультразвук) [7].

Вследствие отсутствия УЗД на рынке с нужными параметрами и стоимостью было решено разработать ультразвуковой дальномер, устанавливаемый на (БЛА) с целью измерения высоты.

Основные требуемые технические характеристики ультразвукового дальномера для БЛА:

- диапазон измерения дальности: 0-4 м;
- тангенциальная составляющая скорости объекта: не более 10 м/с;
- несущая частота ультразвукового сигнала: 40 кГц;
- частота выдачи измерений: 10 Гц;

• возможность работы с шумоподобной модулирующей последовательностью (М-последовательностью или кодом Баркера)

• возможность связи с внешними устройствами по интерфейсам RS-485 и CAN.

Функциональная схема УЗД.

Самым важным функциональным элементом схемы является микроконтроллер *STM32F415RGT6* (МК), выполняющий функцию устройства цифровой обработки сигналов. Для обеспечения общего питания используется микросхем *MAX*17503*ATP*+, которая преобразует бортовое напряжение питания в нужное для работы УЗД. Функциональная схема УЗД показана на рис. 1.



Рис .1. Функциональная схема УЗД

Для излучения и приёма ультразвука используется ультразвуковые пыле- влагозащищённые пьезокерамические излучатель и датчик (по конструкции одинаковы) 400EP250 с резонансной частотой 40 кГц. Для усиления принимаемого ослабленного отражённого сигнала используется операционный усилитель *OP777*.

Для связи с внешними устройствами используются интерфейс *RS-485* и *CAN* как отдельные микросхемы.

Поскольку сигнал с МК, идущий на излучатель, имеет малую мощность, то для его усиления используется мостовая схема *DRV8872* совместно с дополнительной микросхемой питания *MIC2253-06YML*.

Конструкция электронного модуля.

Используема элементная база, за исключением ультразвуковых излучателя и датчика, представляет собой компоненты поверхностного монтажа. Присутствуют два разъёма: для программирования микроконтроллера и разъём питания и интерфейсов. Плата двухслойная. Элементы крепления выполнены в виде четырех крепёжных отверстий по углам платы.

Для расстановки и разводки элементов печатной платы использовался пакет *Altium Designer*. МК, как центральный компонент, имеющий наибольшее количество связей с другими компонентами, расположен по центру платы.

Ультразвуковой излучатель и датчик расположены с одной стороны и поперёк платы для минимизации габаритов модуля и уменьшения площади платы. В случае расположения излучателя и датчика непосредственно на плате они будут закрывать пространство для расстановки других компонентов платы и увеличивать её площадь.

Мостовая схема и схема её питания расположены рядом, так как в таком случае соединяющие их проводники не будут мешать другим.



Рис. 2. Расположение элементов на ПП

В силу того, что данный модуль выносной, предполагается использовать влагозащитное лаковое покрытие.

Моделирование в среде *MATLAB Simulink*.

С целью повышения помехозащищённости, точности и разрешающей способности УЗД излучает фазоманипулируемый сигнал (М-последовательность, код Баркера).

В среде *MATLAB Simulink* было проведено моделирование излучения и приёма фазоманипулируемого сигнала (рис. 3).

Датчик отражённого ультразвукового сигнала представляет собой согласованный фильтр с БПФ (рис. 4).

На рис. 5 показаны графики (сверху вниз) сигналов: модулирующего, несущего, модулированного и излучаемого.

Современные проблемы радиоэлектроники. 2017



Рис. 3. Модель в Simulink







Рис. 5. Излучаемый сигнал

На рис. 6 показаны графики (сверху вниз) эпюров датчика: входящего на датчик, низкочастотного и после согласованного фильтра.



Рис. 6. Принимаемый сигнал

По результатам моделирования была показана работоспособность дальномера при использовании выбранных сигналов с использованием узкополосных ультразвуковых излучателей, уточнены характеристики зондирующего сигнала.

На данный момент завершён этап разработки печатного узла, планируется провести анализ теплового режима для определения нагрева микроконтроллера и оценку устойчивости к вибрационным нагрузкам. Также планируется разработка программного обеспечения, реализующего формирование и приём зондирующего и отражённого сигналов, измерение задержки.

Список литературы

1. Воропаев Н.В. Применение беспилотных летательных аппаратов в интересах МЧС России. СПб.: СПбУГПС МЧС России. 5 с.

2. Андрющенко Т.А., Кусаинов А.А. Разработка динамической модели беспилотного летательного аппарата. Новосибирск: НГУ, 2013. 13 с.

3. Белоцерковский Т.В. Система управления БПЛА для полета на малых высотах. Киев: Национальный техн. ун-т Украины. 6 с.

4. Гамаюнов А.Р., Руфицкий М.В., Мамай А.В. Задача стабилизации положения беспилотного летательного аппарата // Материалы Междунар. науч.-техн. конф. 2013. Ч. 4. С. 29–33.

5. Воронов В.В., Ильина М.А. Бортовой комплекс навигации и управления БЛА: опыт разработки, производства и эксплуатации ООО «ТеКнол». М.: ООО «ТеКнол». 10 с.

6. Фролова О.А. Помехозащищенный комплексный измеритель высоты беспилотного летательного аппарата // Вестник Нижегородского ун-та им. Н.И. Лобачевского. 2010. № 4 (1). С. 146–152.

7. Системы управления беспилотными летательными аппаратами вертолетного типа / А.Л. Анисимов, А.М. Астапкович А.Г. Елисеенко, И.О. Суханов. СПб.: АSK Lab, ГУАП, «НПО Симметрон». 26 с.

АВТОМАТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ЦЕЛОСТНОСТИ АНОДОДЕРЖАТЕЛЕЙ

В. Е. Юхно, Т. В. Пискажова (научный руководитель)

Институт цветных металлов и материаловедения ФГАОУ ВО СФУ 660025, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 95 Филиал ООО «РУС-Инжиниринг» в г. Саяногорске 655600, г. Саяногорск, Промплощадка, а/я 13 E-mail: yukhnove@rambler.ru

В статье описывается автоматическая система контроля целостности кронштейнов анододержателей, используемых в электролитическом производстве алюминия по технологии обожженного анода. Система построена на базе программируемого логического контроллера Phoenix Contact с модулями беспроводной связи. Рассматриваются функции системы и ее внедрение на предприятии АО «РУСАЛ Саяногорск».

Саяногорский алюминиевый завод – крупнейший в России производитель алюминиевых сплавов, центр тестирования и внедрения инновационных технологий РУ-САЛа. Значительная часть существующих мощностей компании является уже реализованными передовыми техническими решениями конца прошлого века, однако производство требует постоянного динамического развития технологических процессов, не снижая набранного темпа. Одним из таких участков является цех монтажа анодной продукции, в котором существуют три параллельные сборочные линии (цепные конвейеры с подвесками), работающие круглосуточно. Проведение модернизации в таких условиях затруднительно.

На трех технологических линиях анодно-монтажного отделения установлены машины для снятия огарков анодов с анододержателей. На рис. 1 показан анодный блок с анододержателем в сборе. Анододержатель состоит из вертикальной алюминиевой штанги и стальной траверсы (кронштейна) с несколькими ниппелями. Ниппели анододержателя соединяются с угольным анодом с помощью чугунной заливки.

После срабатывания анода в электролизере анододержатель с огарком возвращается в анодно-монтажное отделение. Угольный остаток (огарок) и чугунная заливка удаляются, и после зачистки ниппелей анододержатель вновь используется для монтажа следующих анодов [1].



Рис. 1

Угольный остаток удаляют с помощью специальных стационарно установленных машин – под большим давлением остаток угольного блока анода разрушается, и осыпается. Огарковые остатки попадают на приемный конвейер, который подает их в щековую дробилку СМД 350.

Щековая дробилка размалывает огарки в необходимую фракцию. Однако, при снятии огарков с анододержателей существует возможность откалывания кусков стального ниппеля. Попадание таких кусков в щековую дробилку приводит к выходу ее из строя: разрушаются дорогие компоненты системы щековой дробилки (клиноременные передачи, подшипники, гидравлическая система и т. д.). Возникает значительный простой, и требуются большие ресурсные и материальные затраты на восстановление дробилки. Разрушение стального ниппеля случается не так часто, однако, учитывая большие экономические потери, необходимо максимально исключить подобные ситуации.

Для исключения попадания в щековую дробилку отколовшихся чугунных кусков и стальных ниппелей необходимо отбирать их на стадии транспортировки. Использование стационарных металлоискателей в качестве детекторов обнаружения металла является в данных случаях малоэффективным, т. к. угольные куски огарков являются электропроводными, и на их фоне металлические включения малозаметны.

Решить данную проблему может разработанная в ООО «РУС-Инжиниринг» система контроля целостности кронштейна с ниппелями после обработки в машине для снятия огарков. Система контролирует наличие ниппелей, что соответствует нормальной работе машины для снятия огарков и линий в целом. Отсутствие одного из ниппелей останавливает работу конвейеров, подающих материал в щековую дробилку, и предупреждает технологический персонал о наличии на конвейере обломка ниппеля.

В качестве детектора наличия ниппелей используются два лазерных дальномера (рис. 2), позволяющие считывать количество ниппелей, оставшихся после обработки. Дальномер Б определяет наличие ниппелей во время прохождения мимо него анододержателя. Дальномер A настроен на контроль наличия штанги анододержателя, и позволяет исключить случайные срабатывания при подсчёте оставшихся на анододержателе ниппелей.



Рис. 2

Использование более дорогостоящих по сравнению со световыми барьерами лазерных дальномеров обусловлено конструктивной особенностью пространства вокруг места сканирования анододержателя (большая запылённость, качка анододержателя, подвешенного в одной точке, ограничение площади поверхности ниппельной части).

Систему было необходимо внедрить без остановки технологического оборудования, поэтому принципиальным решением стало использование беспроводных технологий.

Система построена на базе контроллера Phoenix Contact ILC 131 ЕТН и модулей радиосвязи Radioline (технология Trusted Wireless, [2]). Удаленные модули ввода Radioline собирают информацию с периферийного оборудования (лазерные датчики контроля, кнопки, переключатели и прочие сигналы), далее эта информация передается посредством беспроводной связи на контроллер центрального пульта управления (рис. 3). Контроллер на основе этих данных реализует необходимые алгоритмы безаварийной работы системы.





В состав системы входят следующие основные компоненты (рисунок 4):

- ILC 131 ЕТН Контроллер INLINE серии 100, 1 шт.
- IB IL RS UNI-PAC Коммуникационный модуль INLINE RS-232/485, 1 шт.
- IB IL 24 DO8/HD-PAC Модуль дискретных выходов INLINE, 1 шт.
- IB IL 24 DI32/HD-PAC Модуль дискретных входов INLINE, 1 шт.
- MINI-PS-100-240AC/24DC/1.3 Источник питания 24B/1.3A серии MINI, 1 шт.
- FL RUGGED BOX Пластиковый корпус IP65 для монтажа систем радиосвязи,

4 шт.

- RAD-ISM-2400-ANT-VAN-3-0-RSM Антенна вандалозащищенная 1 шт.
- RAD-2400-ANT-OMNI-6-0-SW Антенна ненаправленная, 1 шт.
- RAD-2400-IFS Приемопередатчик Radioline, 1 шт.

- RAD-DI8-IFS Модуль дискретных входов, 4 шт.
- RAD-AI4-IFS Модуль аналоговых входов, 1 шт.
- RAD-DO8-IFS Модуль дискретных выходов, 1 шт.





Применение модулей Radioline позволило избежать трудоемкой работы по прокладке кабельных трасс в работающем круглосуточно производственном цехе. Также модули ввода/вывода имеют возможность замены во время работы (горячей замены) и простого и быстрого ввода в эксплуатацию без программирования, что упростит обслуживание в будущем. Также использование оборудования системы Radioline позволило интегрировать современное периферийное оборудование с существующими морально устаревшими системами управления, основанными на алгебре Буля. На следующем этапе модернизации производства планируется сконцентрировать внимание на мостовых кранах и рассмотреть оборудование системы Radioline, как альтернативный вариант замены кабельной подвески для управления узлами и агрегатами крановманипуляторов.

Список литературы

1. Анодное устройство. http://studopedia.ru/15_23778_anodnoe-ustroystvo.html

2. Trusted Wireless 2.0 I/O. https://www.phoenixcontact.com/online/portal/ru?1dmy&urile=wcm% 3apath%3a/ruru/web/main/products/subcategory_pages/Trusted_Wireless_2-0_IO_P-08-11-03-04/003d60ad-835c-4299-ab30-c4480f52914d

ГЕНЕРАТОР ЧАСТОТНО-МАНИПУЛИРОВАННЫХ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ

Е. С. Романова, П. В. Силимянкина, А. И. Мушта (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет 394026, г. Воронеж, Московский пр-т, 14 E-mail: diez qwerz@mail.ru

С целью расширения арсенала технических средств конструкции генератора на логическом элементе 2И-НЕ разработан генератор частотно-манипулированных прямоугольных импульсов [3] на рМОП транзисторе. Федеральная служба по интеллектуальной собственности приняла решение [5] о выдаче патента на заявку № 2016143806.

Генератор относится к области радиотехники и может быть использован в радиопередающих устройствах, в измерительной технике в качестве источника прямоугольных импульсов, манипулированных по частоте.

Известен генератор частотно-манипулированных прямоугольных импульсов [1]. Он содержит логический элемент (ЛЭ) 2И-НЕ, МОП транзистор с индуцированным каналом п-типа, генератор манипулирующего напряжения, П-образный RC-фильтр, буферный логический элемент, состоящий из первого логического элемента НЕ и второго логического элемента НЕ.

«Мировое производство полупроводниковых изделий в своей подавляющей части основано на конструктивно-технологическом базисе КМОП-приборов» [2].



Рис. 1. Схема генератора частотно-манипулированных прямоугольных импульсов: 1 – логический элемент 2И-НЕ; 2, 3 – логический элемент НЕ; 4 – генератор прямоугольных импульсов; 5 – МОП транзистор с индуцированным каналом р-типа; 6, 8 – конденсаторы постоянной ёмкости; 7 – резистор постоянного сопротивления

Между тем, в [1] представлена конструкция генератора на логическом элементе 2И-НЕ (1) частотно-манипулированных прямоугольных импульсов, которая работоспособна лишь в том случае, когда в конструкции генератора используется только конкретная разновидность МОП транзисторов, а именно пМОП транзистор с индуцированным каналом. пМОП транзисторы с индуцированным каналом составляют только половину множества МОП транзисторов с индуцированным каналом. Вторую половину типов МОП транзисторов с индуцированным каналом составляют рМОП транзисторы. Генератор на логическом элементе 2И-НЕ частотно-манипулированных прямоугольных импульсов, представленный в [1] не пригоден для применения в его конструкции рМОП транзисторов. Поэтому возникает потребность расширения арсенала технических средств конструкции генератора на логическом элементе 2И-НЕ частотноманипулированных прямоугольных импульсов.

На рис. 1 [3] представлена функциональная схема разработанного генератора на логическом элементе 2И-НЕ (1) частотно-манипулированных прямоугольных импульсов. Она содержит логический элемент 2И-НЕ (1), генератор (4) манипулирующего, управляющего напряжения, П-образный RC-фильтр, состоящий из первого (6) и второго (8) конденсаторов постоянной емкости и резистора (7) постоянного сопротивления, буферный логический элемент, состоящий из первого (2) логического элемента НЕ и второго (3) логического элемента НЕ. Выход второго (3) логического элемента НЕ является выходом генератора частотно-манипулированных прямоугольных импульсов, выход логического элемента 2И-НЕ (1) соединён также с истоком МОП транзистора (5) с каналом р-типа, с первым выводом резистора (7) и первым выводом второго конденсатора (8), второй вход логического элемента 2И-НЕ (1) соединён со стоком рМОП транзистора (5), со вторым выводом резистора (7) и первым выводом первого конденсатора (6), вторые выводы конденсаторов (6) и (8) соединены с общей шиной источника питания устройства, потенциальный выход генератора модулирующего напряжения (4) присоединён к затвору рМОП транзистора. Подложка рМОП транзистора соединена с потенциальным выводом источника питания генератора частотно-манипулированных прямоугольных импульсов.

При скачкообразных изменениях, перепадах $0 \rightarrow 1$ и $1 \rightarrow 0$ управляющего напряжения генерируется без разрыва фазы сигнала последовательность частотно - манипулированных прямоугольных импульсов с частотами f_1 и f_0 соответственно, при этом $f_1 < f_0$, генерация прямоугольных импульсов с частотами f_1 и f_0 обусловлена резкими изменениями сопротивления канала рМОП транзистора, приводящими к значительному изменению сопротивления цепи обратной связи логического элемента 2И-НЕ, а, значит, и времени прохождения сигнала с выхода логического элемента 2И-НЕ на его второй вход при поступлении на затвор рМОП транзистора каждого из перепадов $0 \rightarrow 1$ и $1 \rightarrow 0$, соответственно, напряжения управляющего генератора.



Рис. 2. Осциллограммы: *а* – выходного сигнала генератора манипулирующего напряжения; *б* – выходного сигнала генератора на логическом элементе 2И-НЕ частотно-манипулированных прямоугольных импульсов с рМОП транзистором в конструкции генератора

На рис. 2 представлена осциллограмма выходного сигнала генератора (4) манипулирующего напряжения, на рис. 2, *б* – осциллограмма выходного сигнала генератора на логическом элементе 2И-НЕ (1) частотно-манипулированных прямоугольных импульсов с рМОП транзистором (5) в конструкции генератора.

Генератор частотно-манипулированных прямоугольных импульсов работает следующим образом. Сопротивление R_{vT} МОП транзистора с индуцированным каналом в зависимости от управляющего напряжения $U_{вx}$ может принимать два значения: $R_{vT} = R_{\text{насыщения}} \rightarrow 0$, если МОП транзистор включен (находится в режиме насыщения), и $R_{vT} = R_{\text{заперт}} \rightarrow \infty$, если МОП транзистор выключен (заперт) [4].

Логический элемент 2И-НЕ (1) генератора частотно-манипулированных прямоугольных импульсов (фиг. 1) в цепи обратной связи содержит, в частности, сопротивление R_{экв}, образованное параллельно соединёнными выходом (исток-сток) МОПтранзистора с каналом р-типа (5) и резистором (7) постоянного сопротивления.

При фиксированном напряжении на затворе рМОП-транзистора, например, при напряжении на выходе управляющего генератора (4), равном напряжению логического нуля, рМОП транзистор включен (находится в режиме насыщения), поэтому $R_{vT} = R_{\text{насыщения}} \rightarrow 0$. В результате сопротивление $R_{3KB} = R_{03KB}$ представляет собой фиксированную величину, близкую к нулю. Процесс генерации прямоугольных импульсов характеризуется постоянной частотой $f_{reh} = f_0$. Генерация прямоугольных импульсов с частотой f_0 будет продолжаться в течение времени, которое характеризуется низким уровнем (уровнем логического нуля) управляющего сигнала на затворе рМОП транзистора. Частотная манипуляция последовательности прямоугольных импульсов отсутствует.

Переключение управляющего сигнала с низкого уровня (уровня логического нуля) на высокий уровень (уровень логической единицы) прекращает генерацию элементом 2И-НЕ импульсов с частотой следования f₀.

Для реализации частотной манипуляции генерируемой последовательности прямоугольных импульсов генератором на логическом элементе 2И-НЕ с рМОП транзистором в конструкции генератора, используя генератор (4) управляющего напряжения, изменим скачком 0—1 напряжение на затворе рМОП транзистора. В результате рМОП транзистор выключен (заперт), поэтому $R_{vT} = R_{заперт} \rightarrow \infty$. Поэтому эквивалентное сопротивление $R_{3KB} = R_{13KB}$ скачком возрастёт. Пределом роста сопротивления R_{13KB} является величина сопротивления резистора (7). За счёт роста эквивалентного сопротивления R_{13KB} увеличится время задержки прохождения сигнала с выхода логического элемента 2И-НЕ на его второй вход. Это влечёт за собой снижение частоты генерации $f_{reh} = f_1$. Таким образом, частоты генерации f_1 и f_0 связаны соотношением

$$f_1 < f_0. \tag{1}$$

Генерация прямоугольных импульсов с частотой f_1 будет продолжаться в течение времени, которое характеризуется высоким уровнем (уровнем логической единицы) управляющего сигнала на затворе рМОП транзистора.

Переключение управляющего сигнала с высокого уровня (уровень логической единицы) на низкий уровень (уровень логического нуля) прекращает генерацию элементом 2И-НЕ импульсов с частотой следования f_1 . При очередном скачкообразном $1 \rightarrow 0$ изменении напряжения на затворе рМОП транзистора сопротивление канала рМОП-транзистора резко уменьшится, поэтому скачком снизится величина эквивалентного сопротивления $R_{3кB} = R_{03kB}$. Всё это приведёт к резкому увеличению частоты генерации импульсной последовательности прямоугольных импульсов. Частота генерации снова принимает значение $f_{reH} = f_0$.

При скачкообразных изменениях, перепадах $1 \rightarrow 0$ и $0 \rightarrow 1$ управляющего напряжения генерируется без разрыва фазы сигнала последовательность частотно- манипулированных прямоугольных импульсов с частотами f_0 и f_1 соответственно.

В итоге получена частотно-манипулированная последовательность прямоугольных импульсов. Переход с частоты f_0 генерации прямоугольных импульсов на частоту генерации f_1 (как и далее переход с частоты генерации f_1 на частоту генерации f_0) происходит без разрыва фазы сигнала генерируемой прямоугольной импульсной последовательности.

Проведено моделирование генератора частотно-манипулированных прямоугольных импульсов на логическом элементе 2И-НЕ с рМОП транзистором в конструкции генератора (рис. 2). При моделировании использованы: рМОП транзистор с индуцированным каналом, длина канала 1 = 0.18u, ширина канала w = 0.22u; параметры Побразного фильтра: конденсатор (6) 2pF, конденсатор (8) 2pF, резистор (7) 5.1k Ω ; типы логических элементов: ЛЭ(1) 2И-НЕ \rightarrow 74F00D, ЛЭ(2) НЕ \rightarrow 74F04N, ЛЭ(3) НЕ \rightarrow 74F04N; +VCC \rightarrow 5V; максимальное напряжение генератора манипулирующего напряжения \rightarrow 5V.

Временная диаграмма выходного сигнала генератора (рис. 2, δ) иллюстрирует процесс генерации на логическом элементе 2И-НЕ (1) с рМОП транзистором в конструкции генератора частотно-манипулированной последовательности прямоугольных импульсов. При этом перепад напряжения 0—1на затворе МОП транзистора сопровождается генерацией прямоугольных импульсов на частоте f_1 , а перепад напряжения 1—0 на затворе МОП транзистора сопровождается генерацией прямоугольных импульсов на частоте f_0 . Частоты генерации f_0 , f_1 прямоугольных импульсов согласуются с неравенством (1) $f_1 < f_0$.

Осуществление частотной манипуляции последовательности прямоугольных импульсов обусловлено резким изменением сопротивления канала рМОП транзистора (5) под действием управляющего напряжения генератора (4), воздействующего на затвор рМОП транзистора (5).

Федеральной службой по интеллектуальной собственности (Роспатентом) 30.01.2017 принято решение о выдаче патента на заявку № 2016143806 Генератор частотно – манипулированных импульсов [5].

Список литературы

1. Мушта А.И., Шеховцов Д.В. Патент на полезную модель RU 160598 U1 Генератор частотноманипулированных прямоугольных импульсов.

2. Красников Г.Я. Конструктивно-технологические особенности субмикронных МОП-транзисторов. В 2-х ч. Ч. 1 [стр. 7]. М.: Техносфера, 2002.

3. Мушта А.И., Силимянкина П.В., Романова Е.С. Заявка в Роспатент 2016143806. Генератор частотно-манипулированных прямоугольных импульсов.

4. Опадчий Ю.Ф., Глудкин О.П., Гуров А.И. Аналоговая и цифровая электроника / под ред. О.П. Глудкина. М.: Радио и связь, 1996. 768 с.

5. Решение Федеральной службы по интеллектуальной собственности (Роспатента) от 30.01.2017 о выдаче патента на заявку № 2016143806 Генератор частотно-манипулированных прямоугольных импульсов.

ГЕНЕРАТОР ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ

А. А. Проводников, М. В. Шубин, А. И. Мушта (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет 394026, г. Воронеж, Московский пр-т, 14 E-mail: a.provodnikov@mail.ru

На логическом элементе 2И-НЕ разработан генератор частотно-модулированных прямоугольных импульсов [2]. Приложенное к затвору рМОП транзистора модулирующее напряжение управляющего генератора, изменяя величину сопротивления канала рМОП транзистора, порождает изменение времени прохождения сигнала с выхода логического элемента 2И-НЕ на его второй вход для реализации частотной модуляции генерируемых прямоугольных импульсов.

Генератор относится к области радиотехники и может быть использован в радиопередающих устройствах, в измерительной технике в качестве источника прямоугольных импульсов, модулированных по частоте.

Известен генератор частотно-модулированных импульсов [1]. Он содержит логический элемент (ЛЭ) 2И-НЕ, МОП-транзистор с индуцированным каналом п-типа, генератор модулирующего напряжения, П-образный RC-фильтр, буферный логический элемент, состоящий из первого логического элемента НЕ и второго логического элемента НЕ.

Генератор на логическом элементе 2И-НЕ частотно-модулированных прямоугольных импульсов, представленный в [1] не пригоден для применения в его конструкции рМОП транзисторов. Поэтому возникает потребность расширения арсенала технических средств конструкции генератора на логическом элементе 2И-НЕ частотномодулированных прямоугольных импульсов. рМОП транзисторы широко распространены в интегральной схемотехнике [2]. Поэтому в работе [4] приведено техническое решение построения генератора на логическом элементе 2И-НЕ частотномодулированных прямоугольных импульсов при использовании рМОП транзистора.



Рис. 1. Схема генератора частотно-модулированных прямоугольных импульсов: 1 – логический элемент 2И-НЕ; 2, 3 – логический элемент НЕ; 4 – генератор модулирующего напряжения; 5 – МОП транзистор с индуцированным каналом р-типа; 6, 8 – конденсаторы постоянной ёмкости; 7 – резистор постоянного сопротивления

На рис. 1 [3] представлена функциональная схема разработанного генератора на логическом элементе 2И-НЕ (1) частотно-модулированных прямоугольных импульсов. Заявленный генератор содержит логический элемент 2И-НЕ (1), генератор модулирующего напряжения (4), П-образный RC-фильтр, состоящий из первого (6) и второго (8) конденсаторов постоянной емкости и резистора (7) постоянного сопротивления, буферный логический элемент, состоящий из первого логического элемента НЕ (2) и второго логического элемента НЕ (3), первый вход логического элемента 2И-НЕ (1) подключен к потенциальному выходу + U_{пит} источника питания устройства, выход логического элемента 2И-НЕ (1) соединен с входом буферного логического элемента, при этом выход первого логического элемента НЕ (2) соединен с входом второго логического элемента НЕ (3), выход второго логического элемента НЕ (3) является выходом генератора частотно- модулированных прямоугольных импульсов, выход логического элемента 2И-НЕ (1) соединен с первым выводом резистора (7) и первым выводом конденсатора (8), второй вход логического элемента 2И-НЕ (1) соединен со вторым выводом резистора (7) и первым выводом конденсатора (6), вторые выводы конденсаторов (6) и (8) соединены с общей шиной источника питания устройства. В конструкцию генератора введен МОП транзистор (5) с индуцированным каналом р-типа, подложка рМОП транзистора (5) соединена с потенциальным выводом источника питания устройства, исток рМОП транзистора соединен с выходом ЛЭ 2И-НЕ, сток рМОП транзистора соединен с вторым входом ЛЭ 2И-НЕ, потенциальный выход генератора модулирующего напряжения (4) присоединен к затвору рМОП транзистора.



Рис. 2. Осциллограммы: *а* – выходного сигнала генератора модулирующего напряжения; *б* – выходного сигнала генератора на логическом элементе 2И-НЕ частотно-модулированных прямоугольных импульсов с рМОП-транзистором в конструкции генератора

На рис. 2 представлены осциллограммы выходного сигнала генератора (4) модулирующего напряжения (рис. 2, *a*) и выходного сигнала генератора (рис. 2, *б*) на логическом элементе 2И-НЕ (1) частотно-модулированных прямоугольных импульсов с рМОП транзистором (5) в конструкции генератора.

Генератор частотно-модулированных импульсов работает следующим образом. В исходном состоянии напряжение на первом входе ЛЭ 2И-НЕ (1) равно уровню логической единицы, напряжение на втором входе ЛЭ 2И-НЕ (1) равно уровню логического нуля. Поэтому на выходе ЛЭ 2И-НЕ (1) формируется логическая единица, которая с задержкой t_{зал1} передается через фильтр, состоящий из элементов: конденсатор C8, резистор R_{экв}, конденсатор C6, на второй вход ЛЭ 2И-НЕ (1). Сопротивление резистора R_{экв}, образованное параллельно соединенными выходом исток-сток рМОП транзистора (5) и сопротивлением резистора (7), представляет собой фиксированную величину. В течение времени t=t_{зад1}, которое необходимо для прохождения сигнала с выхода ЛЭ 2И-НЕ (1) на его второй вход, напряжение на выходе генератора равно логической единице. По истечении времени t= t_{зад1} на каждом их входов ЛЭ 2И-НЕ (1) имеется логическая единица, поэтому на выходе ЛЭ 2И-НЕ (1) формируется логический ноль. Напряжение логического нуля через фильтр, образованный элементами: конденсатор С8, резистор R_{экв}, конденсатор C6, с задержкой t=t_{зад2} передается на второй вход ЛЭ 2И-НЕ (1). В течение времени t=t_{зал2} на выходе генератора напряжение равно логическому нулю. Полное время задержки сигнала (t_{зал}) за один период генерации прямоугольной импульсной последовательности равно

$$(t_{3ad\Sigma}) = t_{3ad1} + t_{3ad2} = t_1$$
 (на выходе ЛЭ 2И-НЕ → 1 на втором входе ЛЭ 2И-НЕ)+ t_2 (0 на выходе ЛЭ 2И-НЕ → 0 на втором входе ЛЭ 2И-НЕ).

Таким образом, при отсутствии модулирующего напряжения на затворе рМОП транзистора (5) на выходе ЛЭ 2И-НЕ (1), а, значит, и на выходе заявленного генератора формируется последовательность прямоугольных импульсов с частотой следования f_{ген}=1/ t_{залΣ}. При этом частотная модуляция генерируемой импульсной последовательности отсутствует. При изменении модулирующего напряжения на выходе генератора (4) сопротивление канала рМОП транзистора (5) изменяется по закону изменения напряжения, воздействующего на затвор рМОП транзистора (5), поэтому сопротивление R_{экв} также изменяется по закону изменения управляющего напряжения. В результате характер изменения полного времени задержки сигнала (t_{зал}) прямоугольной импульсной последовательности с выхода логического элемента 2И-НЕ (1) на его второй вход подчиняется закону изменения модулирующего напряжения генератора (4). Это приводит к частотной модуляции генерируемых прямоугольных импульсов. Таким образом, приложенное к затвору рМОП транзистора (5) модулирующее напряжение генератора (4), изменяя величину сопротивления канала рМОП транзистора (5), порождает изменение времени прохождения сигнала с выхода логического элемента 2И-НЕ (1) на его второй вход для реализации частотной модуляции генерируемых прямоугольных импульсов.

Проведено моделирование полезной модели генератора на логическом элементе 2И-НЕ (1) частотно-модулированных прямоугольных импульсов. Использованы: параметры рМОП транзистора (5): канал р-типа; длина канала L = 0,18 мкм, ширина канала W = 0,22 мкм; параметры элементов: C1 = 1pF, C2 = 1pF, R1 = $5.1k\Omega$; типы элементов: ЛЭ 2И-НЕ (1) – 74F00D, первый (2) и второй (3) логические элементы HE – 74F04N; источник питания VCC 5 V; генератор модулирующего напряжения (4): амплитуда напряжения 2 V, частота модулирующего напряжения 400 kHz (зависимость «а» на рис. 2). Такая величина частоты принята для обеспечения наглядности результатов моделирования. На выходе генератора получены частотно-модулированные прямоугольные импульсы, изменяющиеся по закону модулирующего сигнала (зависимость «б» на рис. 2). Из приведенных диаграмм видно, что с увеличением напряжения модулирующего сигнала значение частоты генерации уменьшается, достигает в данном случае значения $f_{min} \approx 50,1701$ МГц. Это объясняется тем, что с ростом напряжения на затворе рМОП (5) транзистора сопротивление канала рМОП (5) транзистора увеличивается. При этом растет сопротивление $R_{3\kappa B}$, что увеличивает время задержки ($t_{3aд\Sigma}$) прохождения сигнала с выхода логического элемента 2И-НЕ (1) на его второй вход за период генерации прямоугольной импульсной последовательности. Поэтому в результате частота следования прямоугольной импульсной последовательности снижается. При уменьшении напряжения модулирующего сигнала наблюдается противоположный процесс. Частота выходных импульсов увеличивается, так как сопротивление канала рМОП транзистора (5) с индуцированным каналом р-типа снижается, уменьшая при этом время задержки ($t_{3aд\Sigma}$) прохождения сигнала с выхода логического элемента 2И-НЕ (1) на его второй вход за период генерации прямоугольной импульсной последовательности. Максимальное значение частоты генерации в данном случае достигает значения $f_{max} \approx 52,3517$ МГц.

Осуществление частотной модуляции генерируемой последовательности прямоугольных импульсов обусловлено изменением сопротивления канала рМОП транзистора (5) с индуцированным каналом под действием модулирующего напряжения генератора (4), воздействующего на затвор рМОП транзистора (5).

Таким образом, заявленная полезная модель расширяет арсенал технических средств конструкции генератора на ЛЭ 2И-НЕ (1) частотно-модулированных прямоугольных импульсов, позволяющих реализовать в генераторе на ЛЭ 2И-НЕ (1) генерацию последовательности прямоугольных импульсов, модулированных по частоте, применив в конструкции заявленного генератора МОП транзистор (5) с индуцированным каналом р-типа.

Федеральной службой по интеллектуальной собственности (Роспатентом) 01.11.2016 принято решение о выдаче патента на полезную модель № 168893 на заявку № 2016121550, 31.05.2016 Генератор частотно-модулированных прямоугольных импульсов [4].

Список литературы

1. Мушта А.И., Шеховцов Д.В., Некрасов С.А. Патент на полезную модель RU 156008 U1 Генератор частотно-модулированных прямоугольных импульсов.

2. Красников Г.Я. Конструктивно-технологические особенности субмикронных МОП-транзисторов. В 2-х ч. Ч. 1 [стр. 7]. М.: Техносфера, 2002.

3. Мушта А.И., Проводников А.А., Сальников Д.Н. Патент на полезную модель RU 168893 U1 Генератор частотно-модулированных прямоугольных импульсов.

4. Мушта А.И., Проводников А.А., Сальников Д.Н. Заявка в Роспатент 2016121550 Генератор частотно-модулированных прямоугольных импульсов.

Секция «СВЧ-ТЕХНОЛОГИИ, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА»

СИНТЕЗ И ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА КОМПОЗИТОВ НА ОСНОВЕ СВЕРХВЫСОКОМОЛЕКУЛЯРНОГО ПОЛИЭТИЛЕНА И УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБОК

И. А. Маркевич¹, Г. Е. Селютин², Н. А. Дрокин³, Б. А. Беляев³ (научный руководитель)

 ¹Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: 4ubekpam@mail.ru
 ²Институт химии и химической технологии (ФИЦ КНЦ СО РАН) 660036, г. Красноярск, Академгородок, д. 50, стр. 24 E-mail: sgend@icct.ru
 ³Институт физики им. Л. В. Киренского (ФИЦ КНЦ СО РАН) 660036, г. Красноярск, Академгородок, д. 50, стр. 38 E-mail: belyaev@iph.krasn.ru

Композиты синтезированы при определенных температурах методом смешивания в растворителе сверхвысокомолекулярного полиэтилена и углеродных нанотрубок. В диапазоне частот от 100 Гц до 1 ГГц измерены комплексные проводимости и диэлектрические проницаемости образцов полученных материалов. Показана возможность синтеза как электропроводящих, так и диэлектрических композитов. При этом проводящие свойства определяются не только концентрацией углеродных нанотрубок, но и структурой их распределения в полимерной матрице, которая зависит от температурных условий получения композита.

В настоящее время в научной литературе растет число работ, посвященных изучению композиционных материалов на основе сверхвысокомолекулярного полиэтилена (СВМПЭ), модифицированного углеродными нанотрубками (УНТ) [1]. Это связано с тем, что такие материалы имеют большую перспективу применения в самых разных областях техники и технологии. Действительно СВМПЭ обладает уникальным набором физических свойств: высокой износостойкостью, стойкостью к ударным нагрузкам и агрессивным средам, широким температурным диапазоном эксплуатации (от 100 °С до криогенных температур). Введение в СВМПЭ углеродных нанотрубок до определенных концентраций не только повышает физико-механические характеристики полимера [2], но и переводит его в класс электропроводящих материалов [3]. Композит является весьма перспективным для использования в радиоэлектронике и СВЧ технике в качестве радиопрозрачных или экранирующих материалов, надежно защищающих при этом аппаратуру от климатических и внешних механических воздействий (ударов, агрессивных сред).

Помимо концентрации наполнителя в исследуемом композите важным фактором, определяющим его электрические характеристики, является равномерность распределения углеродных нанотрубок в объеме матрицы, которая зависит от метода приготовления композита. Существуют различные способы получения полимерных композитов с нанотрубками: перемешивание компонентов в мешалках, планетарных мельницах, ступках, смешивание в различных растворителях и расплаве полимера, in-situ полимеризация [4, 5]. Однако наиболее универсальным из них является метод смешивания в растворителе, позволяющий приготавливать композиты с различной однородностью распределения наполнителя [6].

Цель настоящей работы – определить возможность использования техники смешивания в растворителе для приготовления как электропроводящих, так и диэлектрических СВМПЭ-композитов. Использовался СВМПЭ компании Braskem (молекулярная масса 6.4·10⁶ г/моль, средний размер частиц 150 мкм) и многостенные углеродные нанотрубки (МУНТ) различной морфологии с чистотой продукта 99 %, со средним диаметром 7 нм длиной 2–2,5 мкм и проводимостью 2500 См/м, полученные в Институте катализа СО РАН (г. Новосибирск).

Для синтеза композитов на основе СВМПЭ с концентрацией МУНТ 1 вес.% применялся метод смешивания компонентов в ксилоле при заданных температурах. Было изготовлено три образца № 1, № 2 и № 3.

Образцы № 1 и № 2 получены по следующей методике. Порошок МУНТ в ксилоле обрабатывался ультразвуком интенсивностью 290 Вт/см² в течение 30 минут для формирования суспензии. В две приготовленные суспензии МУНТ с температурой 90 (образец № 1) и 110 °С (образец № 2) засыпался порошок СВМПЭ, и производилось перемешивание гомогенизатором МРW-309 при 1000 об./мин в течение 10 минут. После фильтрования и сушки смеси получали порошки композитов, из которых горячим прессованием при 6 МПа и 160 °С изготавливались экспериментальные образцы в виде дисков диаметром 16 мм и толщиной ~1 мм.

Образец № 3 был приготовлен по следующей методике. В суспензию МУНТ в ксилоле, полученную ультразвуковой обработкой, заливался предварительно приготовленный раствор СВМПЭ в ксилоле. Смесь СВМПЭ и МУНТ в ксилоле была обработана ультразвуком интенсивностью 290 Вт/см² в течение 30 минут при температуре кипения растворителя (144 °C). Приготовленный таким образом раствор отфильтровывался и высушивался. Из полученного порошка, методом горячего прессования при 6 МПа и 160 °C изготавливалась таблетка нанокомпозита диаметром также 16 мм и толщиной 1 мм.

Микрофотографии нанокомпозитов (рис. 1) были сделаны на оптическом микроскопе «Биомед 4».



Рис. 1. Микрофотографии образцов композитов № 1 (а), № 2 (б), № 3 (в)

Изучение комплексной проводимости и комплексной относительной диэлектрической проницаемости (ДП) синтезированных композитов проводилось в диапазоне частот от 100 Гц до 1 ГГц методом измерения импеданса с использованием векторного анализатора цепей E5061B (Agilent Technology). Для проведения измерений исследуемый образец помещался между металлическими обкладками конденсатора, в качестве которых использовался тонкий слой индия, прикатанный к боковым поверхностям образца.

На рис. 2, в логарифмическом масштабе приведены рассчитанные из импедансных измерений частотные зависимости действительных и мнимых компонент удельной проводимости и диэлектрической проницаемости образца № 1.



Рис. 2. Частотные зависимости комплексной проводимости (*a*) и комплексной диэлектрической проницаемости (*б*) образца № 1

Как видно на рис. 2, *a*, активная компонента проводимости σ' практически постоянна ($\sigma' = 0,018$ См/м) в диапазоне частот от 100 Гц до 1 МГц, и лишь на частотах $f > 10^7$ Гц она начинает расти, достигая значения $\sigma' = 0,15$ См/м. Реактивная (емкостная) компонента проводимости σ'' в логарифмических координатах линейно возрастает. Такое поведение проводимости является следствием существования дисперсии действительной и мнимой компонент ДП (рис. 2, δ).

Действительная компонента ДП ε' на частоте 10^2 Гц соответствует величине $\varepsilon' = 87$ и плавно уменьшается до $\varepsilon' = 3,4$ в СВЧ-области. Это можно объяснить в предположении, что в этом композите большие значения действительной компоненты ε' в области низких частот возникают в результате поляризации проводящих агломератов нанотрубок, разделённых диэлектрической прослойкой полимера (поляризация по механизму Максвелла-Вагнера) [7]. При увеличении частоты процессы поляризации сначала больших, затем меньших комплексов из МУНТ начинают отставать по фазе от действующего переменного электрического поля, и ДП постепенно уменьшается.

На рис. 3 приведены в логарифмическом масштабе частотные зависимости действительных и мнимых компонент удельной проводимости и диэлектрической проницаемости образца № 2.



Рис. 3. Частотные зависимости комплексной проводимости (*a*) и комплексной диэлектрической проницаемости (*б*) образца № 2

Низкочастотная или статическая проводимость композита № 2 на частоте 100 Гц равна 4,8·10⁻⁶ См/м (рис. 3, *a*). Она оказалась существенно меньше, чем низкочастотная проводимость образца № 1 и при увеличении частоты монотонно возрастает более чем

на 4 порядка. Такое возрастание проводимости характерно для многих неоднородных по составу или структуре материалов, обладающих совокупностью туннельной и термоактивационной (прыжковой) проводимостей [8].

В отличие от образца № 1 дисперсия $\varepsilon'(f)$ в образце № 2 в основном наблюдается в области частот от 100 до 10^6-10^7 Гц (рис. 3, δ). Действительная компонента ДП снижается от величины $\varepsilon' = 57$ на частоте 100 Гц до значения $\varepsilon' = 3,6$ при 10^9 Гц. Как и в образце №1 мнимая компонента ДП ε'' также возрастает с понижением частоты за счет вклада от активной проводимости.

На рис. 4 приведены результаты измерений электрофизических характеристик образца № 3.



Рис. 4. Частотные зависимости комплексной проводимости (*a*) и комплексной диэлектрической проницаемости (*б*) образца № 3

Активная и реактивная компоненты проводимости данного материала с ростом частоты пропорционально увеличиваются. На частоте 100 Гц действительная часть проводимости образца №3 на шесть порядков ниже, чем в образце № 1, и на два порядка – чем в № 2. Возрастание реальной компоненты проводимости σ' в широком диапазоне частот можно объяснить прохождением тока через различные по величине потенциальные барьеры или путём квантового туннелирования в системе беспорядочно расположенных нанотрубок. Такая проводимость может возникать в условиях, когда нанотрубки случайно распределяются в объёме материала и отсутствует непосредственный контакт между ними. В этом случае статическая проводимость будет мала и в данном образце не превышает значений $\sigma' = 4 \cdot 10^{-8}$ См/м. Наличие такой изолированной системы нанотрубок в веществе косвенно подтверждается и характером частотной зависимости реальной компоненты ДП. Как видно из рис. 4, δ , обе компоненты ДП монотонно уменьшаются с ростом частоты. Однако зависимость ДП от частоты не такая яркая, как в образцах № 1 и № 2. Следует отметить, что ДП данного материала возросла примерно в 2–3 раза по сравнению с чистым СВМПЭ ($\varepsilon' = 2,5$).

Поведение электрофизических характеристик композитов объясняется специфическим распределением нанотрубок в матрице СВМПЭ, которое зависит от условий приготовления материала. Структура распределения нанотрубок в полимере хорошо видна на микрофотографиях образцов, приведенных на рис. 1.

На рис. 1, *а* светлые участки размерами 200–300 мкм, представляющие собой частицы полиэтилена, разделены четкими границами из углеродных нанотрубок. Такая структура получена благодаря тому, что при перемешивании порошка СВМПЭ с суспензией МУНТ, имеющей температуру 90 °C, частицы порошка набухают лишь у са-

мой поверхности, поэтому наночастицы могут расположиться только в промежутках между ними. Нанотрубки взаимно перекрываются и контактируют друг с другом, образуя длинные проводящие цепочки, пронизывающие весь объем материала. Образец приготовленный по данной методике обладает повышенной проводимостью (рис. 1, *a*).

В структуре образца № 2 (рис. 1, δ) светлые участки полимера разделены размытыми черными границами, формируемыми нанотрубками. Перемешивание СВМПЭ с суспензией МУНТ при температуре 110 °С в течение 10 минут приводит к набуханию части полимера. В результате частицы СВМПЭ представляют собой нерастворенные ядра, покрытые разбухшим слоем полиэтилена. Так как набухание полиэтилена непосредственно связано с проникновением растворителя в пространство между полимерными цепями, то часть МУНТ, диспергированных в нем, также внедряется в разбухшие области. Таким образом, определенное количество МУНТ в дальнейшем оказывается изолированным полиэтиленом от основного массива нанотрубок, распределенных между частицами СВМПЭ. Поэтому проводимость образца № 2 (рис. 3, *a*) ниже, чем у № 1.

Совершенно иная картина распределения нанотрубок зафиксирована в образце $\mathbb{N} \ge 3$ (рис. 1, *в*). В нем МУНТ равномерно расположены по матрице в виде мельчайших агрегатов, подавляющее большинство которых имеет размеры не более 5 мкм. Агрегаты изолированы друг от друга полиэтиленом. Причиной этому является то, что в процессе ультразвуковой обработки смеси СВМПЭ/МУНТ в ксилоле с температурой 144 °С полиэтилен разбухает по всему объему, а нанотрубки равномерно распределяются в объёме матрицы, оказываясь изолированными друг от друга полимером. В этом случае в материале отсутствует сеть непрерывных контактов МУНТ, поэтому проводимость образца $\mathbb{N} \ge 3$ настолько низкая (рис. 4, *a*), что его можно отнести к классу диэлектриков.

Таким образом, используемый метод смешивания СВМПЭ и МУНТ в растворителе позволяет получить как электропроводящие, так и диэлектрические композиты. Свойства проводимости определяются не только концентрацией углеродных нанотрубок, но и структурой их распределения в полимерной матрице, которая изменяется в зависимости от температурных условий получения порошка композита.

Научное исследование выполнено при поддержке Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере по программе «УМНИК» по теме «Разработка и получение композиционных материалов на основе сверхвысокомолекулярного полиэтилена» в рамках договора № 9594ГУ/2015 от 01.02.2016 г.

Список литературы

1. Елецкий А.В. и др. // Успехи физических наук. 2015. Т. 185, № 3. С. 225-270.

2. Meschi A.B. et al. // Journal of Applied Polymer Science. 2012. V. 125. P. 453-461.

3. Lisunova M.O. et al. // European Polymer Journal 43. 2007. P. 949–958.

4. Kazakova M. A. et al. // Phys. Status Solidi B 251. No. 12. 2014. P. 2437-2443.

5. Mierczynska A. et al. // Journal of Applied Polymer Science. 2007. Vol. 105. P. 158-168.

6. Balogun Y.A., Buchanan R.C. // Composites Science and Technology. 70. 2010. P. 892-900.

7. Фрёлих Г. Теория диэлектриков. ИЛ, М., 1960. 249 с.

8. Мотт Н., Дэвис Э. Электронные процессы в некристаллических веществах. Т. 1. М.: Мир, 1982. 260 с.

ШИРОКОПОЛОСНАЯ СВЧ НАГРУЗКА

В. В. Рожкова, В. П. Разинкин (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет 630073, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20 E-mail: V.rozhkova@mail.ru

Настоящая работа посвящена разработке и исследованию широкополосной СВЧ нагрузки, выполненной на основе планарных пленочных резисторов. Нагрузка обеспечивает рассеивание входной мощности 200 Вт при высоком качестве согласования. Определена оптимальная форма пленочного резистора, позволяющая получить полосу рабочих частот 0–1600 МГц.

В настоящее время для оценки параметров радиосигналов большой мощности, используемых в радиолокации, радиопередающих устройствах систем связи и телевидения требуется измерительное оборудование, содержащее широкополосные аттенюаторы и нагрузки. Отметим, что мощные широкополосные СВЧ нагрузки необходимы не только при производстве передающей техники, но и при ее эксплуатации. Кроме того, измерительное оборудование подобного класса необходимо для проверки параметров спутниковых бортовых комплексов, современных цифровых систем связи и радиоканалов телекоммуникационных сетей. Создание аттенюаторов и нагрузок высокого уровня мощности связано с решением задачи получения максимально широкой полосы рабочих частот при высоком качестве согласования.

В общем случае, мощные широкополосные нагрузки могут быть реализованы на основе коаксиальных, волноводных и микрополосковых устройств. Сравнительный анализ показывает, что в настоящее время наиболее перспективным направлением является реализация нагрузок в микрополосковом исполнении на основе планарных пленочных резисторов. Поэтому объектом исследования в данной работе является широкополосная СВЧ нагрузка, выполненная на основе планарных пленочных резисторов, содержащих диэлектрическую подложку из бериллиевой керамики. За счет высокой теплопроводности бериллиевой керамики при использовании радиатора с внешним обдувом обеспечивается рассеивание мощности до 2 Вт с одного мм². Конструктивно исследуемая нагрузка выполнена в виде резистивной пленки прямоугольной формы, которая нанесена на диэлектрическую подложку (материал – бериллиевая керамика). В данной работе исследованы частотные свойства пленочных резисторов прямоугольной и квадратной формы, показанных на рис. 1. Края резистивной пленки соединены с контактными площадками (материал – медь). Все три пленочных резистора имеют одинаковую площадь.



Рис. 1. Плёночные резисторы прямоугольной и квадратной формы одинаковой площади

На рис. 2 приведены частотные зависимости коэффициента стоячей волны (VSWR) для пленочных резисторов прямоугольной и квадратной формы, полученные с помощью численного электромагнитного моделирования в программной среде Microwave Office. В качестве диэлектрической подложки использована бериллиевая керамика толщиной 4 мм с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r = 6,5$. При моделировании площадь резистивной пленки для всех случаев составляла 1 см².



Рис. 2. Частотная зависимость коэффициента стоячей волны (VSWR) пленочной нагрузки прямоугольной и квадратной формы

В результате анализа и сравнения частотных характеристик трех исследуемых плёночных нагрузок было выявлено, что максимальную полосу рабочих частот обеспечивает нагрузка в виде квадратного плёночного резистора. Это объясняется тем, что квадратный пленочный резистор имеет меньшую паразитную ёмкость, величина которой определяется соотношением [1]:

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r l w}{h} + 2 \cdot \left(\frac{\varepsilon_0 l}{2}\right) \cdot \left(\frac{120\pi Z_w}{Z_1^2} - \frac{\varepsilon_r w}{h}\right) + 2 \cdot \left(\frac{\varepsilon_0 w}{2}\right) \cdot \left(\frac{120\pi Z_l}{Z_2^2} - \frac{\varepsilon_r l}{h}\right),\tag{1}$$

где ε_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума; l – длина резистора; w – ширина резистора; h – толщина диэлектрической подложки; $Z_w = 60 \cdot \left(\ln \left(\frac{8h}{w} \right) + \frac{w^2}{32 \cdot h^2} \right), \quad Z_1 = \frac{Z_w}{\sqrt{\varepsilon_r}},$ $Z_l = 60 \cdot \left(\ln \left(\frac{8h}{l} \right) + \frac{l^2}{32 \cdot h^2} \right), \quad Z_2 = \frac{Z_l}{\sqrt{\varepsilon_r}}.$

Из соотношения (1) следует, что емкость пленочного резистора содержит постоянную емкость и краевую емкость, в первом приближении пропорциональную периметру пленочного резистора, который при фиксированной площади равен:

$$p = 2(l+w) = 2\left(l+\frac{S}{l}\right).$$
(2)

Исследование на экстремум соотношения (2) показывает, что периметр достигает минимального значения при l = w. Это означает, что при фиксированной площади минимальный периметр и соответственно минимальную емкость имеет пленочный резистор квадратной формы.

На втором этапе разработки широкополосной нагрузки была синтезирована внешняя согласующая цепь для квадратного пленочного резистора. Для этого квадратный пленочный резистор был описан в виде эквивалентной схемы на сосредоточенных элементах (параллельное соединение ёмкости и резистора), как показано на рис. 3.



Рис. 3. Эквивалентная схема одноэлементной нагрузки на пленочном резисторе

Далее была сформирована согласующая цепь, которая вместе с ёмкостью плёночного резистора образует чебышевский фильтр нижних частот третьего порядка, показанный на рис. 4.



Рис. 4. Эквивалентная схема одноэлементной нагрузки с внешней согласующей цепью на сосредоточенных элементах



Рис. 5. Частотная зависимость VSWR пленочной нагрузки с согласующей цепью

На рис. 5 приведена частотная зависимость коэффициента стоячей волны (VSWR) для нагрузки с согласующей цепью и без нее. Сравнение частотных характеристик (рис. 5) показало, что одноэлементная нагрузка с квадратным пленочным резистором и внешней согласующей цепью обеспечивает полосу рабочих частот от 0 до 1600 МГц.

Таким образом, разработанная широкополосная нагрузка на уровень мощности 200 Вт обеспечивает полосу рабочих частот, близкую к предельно достижимой.

Работа выполнена по Госзаданию в рамках проекта «Разработка теоретических основ построения измерительного оборудования для телекоммуникационных систем, содержащего мощные СВЧ аттенюаторы, полосовые фильтры с заданными частотами режекции и микрополосковые печатные антенны». Шифр: 8.6847.2017/БЧ.

Список литературы

1. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / С.И. Бахарев, В.И. Вольман, Ю.Н. Либ и др. / Под ред. В.И. Вольмана. М.: Радио и связь, 1982. 328 с.

2. Рубанович М.Г., Хрусталев В.А., Разинкин В.П. Сверхширокополосные аттенюаторы высокого уровня мощности: монография. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2015. 312 с. (Серия «Монография НГТУ»).

3. Широкополосные управляемые СВЧ устройства высокого уровня мощности: монография / В.П. Разинкин, В.А. Хрусталев, С.Ю. Матвеев. Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2008. 316 с. (Серия «Монография НГТУ»).

4. Рожкова В.В., Разинкин В.П. Мощная СВЧ нагрузка // Труды Всерос. науч. техн. конф. «Наука, Технологии, Инновации». Секция радиотехнических и телекоммуникационных систем. НГТУ. Новосибирск, 2016. С. 49–51.

ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ СВЧ ПЛАВЛЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИКОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

С. В. Тригорлый, В. В. Захаров

ФГБОУ ВО «Саратовский государственный технический университет имени Ю. А. Гагарина» 410054, г. Саратов, ул. Политехническая, 77 E-mail: sstu office@sstu.ru

Приведена постановка задачи плавления диэлектрика в СВЧ электромагнитном поле. Для решения задачи предложено использовать метод конечных элементов. Представлены результаты численного моделирования СВЧ плавления льда с использованием рупорной антенны в качестве излучателя.

В настоящее время области применения СВЧ энергии в технологиях, связанных с плавлением диэлектриков весьма ограничены. Отчасти это связано с тем, что данные процессы трудно прогнозируемы, поскольку алгоритмы решения связанных задач с фазовыми переходами весьма сложны ввиду нелинейности происходящих процессов. Кроме того, до недавнего времени отсутствовали инструменты, позволяющие решать подобные задачи.

Потенциально возможными областями применения СВЧ энергии для плавления диэлектриков являются: получение строительных материалов методом экструзии, сварка пластмассовых материалов, размораживание грунта, нанесение диэлектрических композитов на металлические подложки, плавление битума, плавление жира (в пищевой промышленности). Развитие методов численного моделирования процессов СВЧ термообработки диэлектриков с учетом фазовых переходов и изменения тепло- и электрофизических свойств от температуры позволит расширить области применения СВЧ энергии в промышленных технологиях. Это даст возможность реализовать известные преимущества СВЧ нагрева, связанные с объемным характером тепловыделения в существующих технологиях, что отразится на повышении качества готовой продукции, производительности и энергоэффективности электротехнологических установок.

Если абстрагироваться от гидродинамических процессов, происходящих в жидкой фазе за счет градиентов температур, задача СВЧ плавления диэлектрика представляет собой связанную задачу электродинамики и теплопроводности с учетом фазового перехода.

Задача электродинамики описывается уравнениями Максвелла. Для волновых процессов удобнее пользоваться их преобразованием к виду уравнения Гельмгольца относительно вектора напряженности электрического поля *E* [1]:

$$\nabla \times (\mu_r^{-l} \nabla \times E) - k_0^2 (\varepsilon_r - \frac{j\sigma}{\omega \varepsilon_0}) E = 0,$$
⁽¹⁾

где μ_r – относительная магнитная проницаемость; k_0 – волновое число; ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость; σ – электрическая проводимость; ω – угловая частота; ε_0 – электрическая постоянная.

Граничные условия сопряжения задачи электродинамики на межфазной границе выглядят следующим образом (рис. 1):

$$[H_2 - H_1, n] = 0; [n, E_2 - E_1] = 0; n(D_2 - D_1) = 0; n(D_2 - D_1) = 0,$$
(2)

где H_2 , H_1 , E_2 , E_1 – векторы напряженности магнитного и электрического поля; D_2 , D_1 – векторы электрической индукции для сред 2 и 1 соответственно; n – единичный вектор нормали к поверхности, направленный из среды 1 в среду 2.



Рис. 1. СВЧ плавление диэлектрика

Задача плавления описывается уравнением теплопроводности с учетом фазового перехода:

$$div(\lambda \ gradT) + q_{v}(x, y, z, t) = \rho \frac{\partial H}{\partial t},$$
(3)

где λ – коэффициент теплопроводности; T – температура; $q_v(x, y, z, t)$ – мощность внутренних источников теплоты, обусловленных СВЧ энергией в функции координат x, y, z и времени t; ρ – плотность; H – энтальпия.

На границе воздух – диэлектрик действует граничное условие третьего рода:

$$\lambda \left(\frac{dT}{dn}\right)_{S_0} = -\alpha \cdot (T_{S_0} - T), \qquad (4)$$

где *α* – коэффициент теплоотдачи с поверхности *S*₀.

На межфазной границе *S*₁₂ действует граничное условие четвертого рода (условие Стефана):

$$\rho L v \times n = (\Phi_1 - \Phi_2) \times n \tag{5}$$

где L- скрытая теплота плавления; v – скорость перемещения межфазной границы; Φ_1 , Φ_2 – тепловые потоки к межфазной границе из жидкой (среда 1) и твердой (среда 2) фаз.

Данное граничное условие свидетельствует о том, что часть тепловой энергии при плавлении затрачивается на совершение фазового перехода, при этом температура не изменяется.

В работах [2] и [3] рассмотрены вопросы численного моделирования фазовых переходов в плоскослоистой структуре при СВЧ плавлении льда. Задача решалась методом конечных разностей. При этом в модели принималось нормальное падение на обрабатываемый объект (лед) плоской электромагнитной волны. Изменение конфигурации электромагнитного поля в процессе перемещения межфазной границы не учитывалось.

В связи с появлением в последнее время современного программного обеспечения, на наш взгляд, наиболее предпочтительным для решения данной задачи является метод конечных элементов (МКЭ, FEM – в зарубежной литературе) [4], который используется как численный метод решения дифференциальных уравнений с частными производными, а также интегральных уравнений, возникающих при решении задач прикладной физики. Данный метод позволяет решать задачи для объектов, имеющих сложную геометрическую форму. Размер и форма элементов могут быть заданы различными для отдельных областей геометрии задачи, с целью выборочного повышения точности решения в данных областях, что важно для решения приведенной выше задачи СВЧ плавления.

В качестве примера, на рис. 2 приведены результаты численного моделирования плавления массива льда при его облучении рупорной антенной на частоте 2,45 ГГц при мощности 1,5 кВт.



Рис. 2. Результаты моделирования плавления массива льда с помощью рупорной антенны – электрическое поле (*a*), температурное поле (*б*)

Из рисунка видна качественная сходимость конфигурации электрического и температурного полей. Кривой линией на рис. 2, δ обозначена межфазная граница, форма и положение которой изменяется во времени. Дальнейшее увеличение СВЧ мощности приводит к повышению температуры воды свыше 100 °С, т. е. в этом случае, для адекватного описания происходящих процессов, необходимо учитывать еще один фазовый переход (вода – пар), а также явление конвекции в паровой фазе. При этом, в связи с испарением, количество жидкой фазы должно уменьшаться, что приведет к изменению граничных условий для электромагнитной задачи.

Список литературы

1. Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. М.: Радио и связь, 1988. 440 с.

2. Анфиногентов В.И., Тахаув А.А. Численное моделирование фазовых переходов в плоскослоистой структуре при СВЧ нагреве // Вестник КГТУ им. А.Н. Туполева. 2010. № 3. С. 159–163.

3. Анфиногентов В.И., Тахаув А.А. Управление движением границы раздела фаз при СВЧнагреве снега // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2011. Т. 14. № 1. С. 66–70.

4. Сегерлинд Л. Применение метода конечных элементов. М.: Мир, 1979. 392 С.

РЕГУЛИРУЕМЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ДЛЯ ПАКЕТИРОВАННОГО МАГНЕТРОНА ПРОМЫШЛЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ

И. И. Артюхов¹, А. И. Земцов², Е. С. Гордеев¹

¹ΦГБОУ ВО «Саратовский государственный технический университет имени Ю. А. Гагарина» 410054, г. Саратов, ул. Политехническая, 77 E-mail: epp@sstu.ru ²Филиал Самарского государственного технического университета, 446001, Самарская область, г. Сызрань, ул. Советская, 45 E-mail: artex283@mail.ru

Рассматриваются особенности построения регулируемого источника питания для пакетированного магнетрона промышленного назначения. Подробно рассмотрен вариант схемы с тиристорным регулятором, который включен между сетью и первичной обмоткой повышающего трансформатора, нагруженного на высоковольтный выпрямитель. Для исследования характеристик такого источника разработана имитационная модель в среде MATLAB с пакетом расширения Simulink. Приводятся результаты исследования регулируемого источника питания для пакетированного магнетрона мощностью 3 кВт.

Для реализации различных электротехнологических процессов необходимы источники СВЧ-энергии, выходная мощность которых может изменяться в широких пределах по сигналам управления [1]. Такие источники часто конструируют на основе магнетронов, которые различаются системами создания магнитного поля [2]. В каталогах фирм заявлены как пакетированные магнетроны (со встроенными магнитами), так и магнетроны с электромагнитами. Известны также магнетроны с комбинированной магнитной системой.

Функционирование пакетированного магнетрона осуществляется с помощью двух источников питания (ИП), один из которых служит для разогрева катода, другой подает энергию в анодную цепь. Для магнетрона с электромагнитом требуется еще источник с возможностью регулировки тока электромагнита.

Мощность, потребляемая от ИП накала, составляет 3–4 % от мощности в цепи анодного питания. Как правило, данный уровень необходим для ввода магнетрона в рабочий режим. После предварительного разогрева катода и подачи анодного напряжения мощность, потребляемая от ИП накала, уменьшается, а в ряде случаев источник отключается вообще. Катод разогревается за счет выделяемой на нем мощности обратной бомбардировки.

Для ИП анодной цепи магнетрон представляет собой нагрузку со специфическими свойствами, к числу которых относятся следующие:

узкая область рабочих значений анодного напряжения, зависящих от магнитной индукции и параметров нагрузки;

малая величина динамического сопротивления и существенная зависимость выходной мощности от анодного тока.

Величины тока и напряжения, при которых магнетрон работает с ИП анодной цепи, определяется точкой пересечения вольтамперной характеристики (BAX) магнетрона и внешней характеристики источника.

ВАХ магнетрона при кусочно-линейной аппроксимации имеет вид

$$U_a = R_{\partial u \mu} \cdot I_a + U_0, \tag{1}$$

где $R_{\partial u h}$, U_0 – соответственно динамическое сопротивление и пороговое напряжение магнетрона.

Внешняя характеристика ИП анодной цепи может быть представлена следующим образом

$$U_a = E - R_{_{BH}} \cdot I_a, \tag{2}$$

где $E, R_{_{BH}} - ЭДС и внутреннее сопротивление источника соответственно.$

Из (1) и (2) получим выражение для определения анодного тока

$$I_a = \frac{E - U_0}{R_{e\mu} + R_{\partial u\mu}}.$$
(3)

Из формулы (3) следует, требуемое значение анодного тока можно получить как за счет изменения ЭДС ИП, так и его внутреннего сопротивления.

Если магнитное поле создается электромагнитом, то заданное значение анодного тока магнетрона можно обеспечить регулировкой тока электромагнита, поэтому необходимость регулировки анодного питания отсутствует.

При разработке ИП анодной цепи для пакетированных магнетронов промышленного назначения применяют, в основном, способ регулирования анодного тока за счет изменения ЭДС. Такой способ можно реализовать с помощью встречно-параллельно соединенных тиристоров, которые устанавливаются между сетью 50 Гц и первичной обмоткой повышающего трансформатора. За счет импульсно-фазового управления тиристоров изменяют выходное напряжение высоковольтного выпрямителя на диодах, который подключается к вторичной обмотке трансформатора.

Технико-экономические показатели магнетронных генераторов во многом определяются характеристиками ИП анодной цепи. Поэтому на этапе разработки ИП необходимо иметь модель, с помощью которой можно провести исследование электромагнитных процессов в источнике питания магнетронного генератора при различных параметрах схемы.

Для построения такой модели целесообразно применить среду MATLAB с пакетом расширения Simulink [3]. Схема имитационной модели показана на рис. 1.

Модель силовой части ИП анодной цепи включает следующие блоки: Three-Phase Source (трехфазная сеть), High-Voltage Three-Phase Transformer (высоковольтный трехфазный повышающий трансформатор), Universal Bridge (трехфазный мостовой выпрямитель). Нагрузка выпрямителя моделируется субсистемой High-Voltage Load, схема которой показана на рис. 2. В эту субсистему входит модель анодной цепи магнетрона, которая представлена в виде последовательно соединенных блоков Diode, R_{din} и DC Voltage Source. Тиристорный регулятор напряжения представлен блоками Thyristor1 – Thyristor6, управляющие входы которых соединены с соответствующими выходами субсистемы Control (рис. 3). Эта субсистема синхронизирована с напряжениями питающей сети. На входе In1 можно задавать величину угла управления тиристорами.

Информационная часть модели представлена блоками, которые позволяют рассчитывать средние значения тока в анодной цепи магнетрона и потребляемую магнетроном мощность, а также визуализировать результаты моделирования. С помощью имитационной модели (рис. 1) можно провести исследование о влиянии величины напряжения питающей сети, параметров повышающего трансформатора, угла управления тиристорами регулятора на режим работы магнетронного генератора. Имеется также возможность получить данные о влиянии регулируемого источника анодного напряжения на питающую сеть.

Для тестирования имитационной модели был взят пакетированный магнетрон E3328 фирмы Toshiba мощностью 3 кВт [4]. Исходя из параметров этого магнетрона при моделировании принято пороговое напряжение 4500 В, динамическое сопротивление 200 Ом.



Рис. 1. Схема имитационной модели регулируемого источника питания анодной цепи



Рис. 2. Схема субсистемы High-Voltage Load

Рис. 3. Схема субсистемы Control

На рис. 4 показаны виртуальные осциллограммы напряжения на первичной обмотке повышающего трансформатора, потребляемого из сети тока и анодного тока магнетрона для угла управления тиристорами 70 эл. град. При моделировании полагалось, что источник анодного напряжения подключен к трехфазной сети 50 Гц с напряжением 380 В. Индуктивность и активное сопротивление сети составляли 100 мкГн и 0,01 Ом соответственно. Номинальная мощность повышающего трансформатора 10 кВА, коэффициент трансформации – 0,0655.



Рис. 4. Виртуальные осциллограммы. По оси абсцисс – время в миллисекундах

Анализ полученных результатов показывает, что потребляемый из сети ток имеет несинусоидальную форму. При этом гармонический состав этого тока зависит от угла управления тиристоров, наиболее интенсивными являются высшие гармоники с номера 5 и 7. Кроме того, первая гармоника тока смещена относительно первой гармоники сетевого напряжения на некоторый угол, который также зависит от угла управления. В результате ИП анодной цепи потребляет из сети не только активную мощность Р. Полная мощность включает в себя также такие составляющие, как мощность искажения T и реактивная мощность Q. В результате полная мощность S будет определяться выражением

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + T^2} .$$
 (4)

На рис. 5 показаны графики регулировочной характеристики, под которой понимается зависимость среднего значения анодного тока магнетрона от угла управления тиристорами регулятора. Графики получены для трех значений величины сетевого напряжения. Из этих графиков видно, что за счет импульсно-фазового управления тиристорами можно изменять анодный ток магнетрона в широких пределах, при этом с увеличением угла управления анодный ток уменьшается. Нижняя граница угла управления зависит от величины сетевого напряжения. При напряжении, которое превышает номинальное значение на 10 %, эта граница для указанных выше параметров имитационной модели составляет 50 эл. град.



Рис. 5. Регулировочные характеристики источника питания анодного цепи

Результаты численных экспериментов, проведенных с помощью имитационной модели, показали также сильную зависимость характеристик исследуемого ИП от параметров повышающего трансформатора. Это явление объясняет формула (3), в знаменателе которой присутствует величина внутреннего сопротивления ИП. Из теории выпрямителей известно, что эта величина определяется не только активными сопротивлениями в цепи постоянного тока, но и индуктивными сопротивлениями на входе выпрямителя. В нашем случае, эти сопротивления образуются индуктивностями рассеяния трансформатора.

Список литературы

1. Архангельский Ю.С. Справочная книга по СВЧ электротермии. Саратов: Изд-во «Научная книга», 2011. 506 с.

2. Артюхов И.И., Фурсаев М.А. Магнетронные генераторы для установок СВЧ нагрева. Саратов, СГТУ, 2000. 48 с.

3. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink. М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008. 288 с.

4. TOSHIBA Industrial Magnetron E3328. http://www.hokuto.co.jp/eng/ prod-ucts/ind_magnetron/pdf/E3328_E.pdf

ПРОСТРАНСТВЕННОЕ ПОДАВЛЕНИЕ ПОМЕХ, ДЕЙСТВУЮЩИХ НА ЧАСТОТЕ ЗЕРКАЛЬНОГО КАНАЛА ПРИЁМА АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

С. Н. Лысенко, Б. Д. Мануилов, А. Ю. Падий

ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» E-mail: a.padiy@list.ru

Показано, что в случаях, когда недостаточно аппаратно-реализуемых способов (с помощью частотных фильтров, квадратурных смесителей в каналах АФАР) подавления помехи, действующей на частоте зеркального канала приема, можно применить пространственное подавление этой помехи, используя способы, в основе которых лежит функционал, являющийся отношением эрмитовых форм и имеющий смысл отношения мощности сигнала, поступающего по основному каналу, к сумме мощностей шума и помех, принимаемых по основному и зеркальному каналам приема АФАР. При реализации способов комплексные амплитуды токов в элементах АФАР, обеспечивающие формирование на частоте зеркального канала провалов в диаграмме направленности в направлениях источников помех, находятся аналитически, если направления на источники помех известны.

Введение

Помехоустойчивость радиотехнических систем на основе активных фазированных антенных решеток (АФАР) во многом определяется параметрами приемных каналов (ПрК). Для достижения максимального динамического диапазона, высокой чувствительности и избирательности используется супергетеродинная схема построения ПрК.

Основным недостатком схемы является возникновение частоты зеркального канала (ЗК) приема, ослабление которой затруднено в системах, работающих на низких промежуточных частотах (ПЧ).

Существующие способы ослабления частоты ЗК не обеспечивают решение задачи в полной мере. Двойное преобразование для многоэлементных систем трудно реализуемо, ввиду значительного усложнения реализации схемы распределения сигнала гетеродина, увеличения массогабаритных показателей, высокой стоимости и энергопотребления, а также проблемы теплоотвода. Схема с однократным преобразованием не обеспечивает достаточное подавление частоты ЗК приема.

Известны ([1–5]) способы пространственного подавления помех на основе нахождения комплексных амплитуд токов в элементах АФАР, обеспечивающих максимизацию отношения мощности сигнала к сумме мощностей шума и помех (ОСПШ). При известных направлениях на источники помех эти способы обеспечивают подавление помех, действующих в основном частотном канале (ОК) приема. Однако, они не позволяют решить проблему ослабления частоты ЗК.

Цель работы: снижение уровня помех, проникающих в канал ПЧ по ЗК приема. **Решаемые задачи:**

1. Разработка способов пространственного подавления частоты ЗК приема с помощью АР.

2. Оценка эффективности разработанных способов на примере линейных АФАР.

3. Оценка возможности применения разработанных способов к многоэлементным АФАР с непрямоугольной границей раскрыва.

Способы пространственного подавления частоты ЗК

Постановка задачи: Найти вектор комплексных амплитуд токов в излучателях АФАР, функционирующей в полосе частот $\Delta \omega$, максимизирующий отношение ОСПШ в условиях воздействия помех на частотах ЗК $\Delta \omega_{3K}$.

Представим диаграмму направленности (ДН) АФАР на частоте ω_i выражением

$$F(\Theta, \omega_i) = \sum_{n=1}^{N} f_n(\Theta, \omega_i) J_n = \langle f(\theta, \overline{\omega}_i) | \cdot | J \rangle,$$
(1)

где $f_n(\Theta, \omega_i)$ – ДН элемента в составе *N*-элементной АФАР на частоте ω_i ; J_n – комплексная амплитуда тока в *n*-м элементе АФАР; $\langle \cdot |$ и $| \cdot \rangle$ – обозначение вектора-строки и вектора-столбца.

Пользуясь терминологией [3], рассмотрим два адаптированных для пространственного подавления ЗК способа синтеза ДН – синтез ДН по мощности и синтез ДН по полю.

Способ пространственного подавления ЗК путем синтеза ДН АФАР по полю. Представим функционал, характеризующий ОСПШ на входе ПрК, в следующем виде (рассматривается двумерный вариант):

$$q^{\Pi} = \frac{\left|\int_{\omega_{H}}^{\omega_{g}} F(\Theta_{0}, \omega) d\omega\right|^{2}}{\frac{1}{2\pi} \int_{\omega_{H}}^{\omega_{g}} \int_{0}^{\pi} \left|F(\Theta, \omega)\right|^{2} \cdot T(\Theta, \omega) d\Theta d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_{HK}}^{\omega_{gK}} \int_{0}^{\pi} \left|F(\Theta, \omega)\right|^{2} T_{3K}(\Theta, \omega) d\Theta d\omega}.$$
(2)

В (2) числитель представляет собой квадрат суммы амплитуд спектральных составляющих сигнала в полосе частот $\Delta \omega = \omega_B - \omega_H$, принимаемых с направления Θ_0 , а знаменатель – суммарную мощность шумов и помех в диапазонах частот ОК $\Delta \omega$ и ЗК $\Delta \omega_{3K} = \omega_{B3K} - \omega_{H3K}$ по всему пространству действительных углов; ω_H и ω_B , ω_{H3K} и ω_{B3K} крайние частоты диапазонов, $T(\Theta, \omega)$ и $T_{3K}(\Theta, \omega)$ – функции распределения шумов и помех в полосах ОК и ЗК.

Преобразуем числитель (2) путем подстановки в него (1) с учетом $\Theta = \Theta_0 \kappa$ виду

$$\left| \int_{\omega_{H}}^{\omega_{B}} F(\Theta_{0}, \omega) d\omega J \right|^{2} = \left| J \right\rangle^{*} \left[A^{\Pi} \right] \cdot \left| J \right\rangle, \tag{3}$$

Здесь [А^П] – эрмитова матрица порядка N, элементы которой описываются выражением

$$a_{mn}^{\Pi} = \left\{ \int_{\omega_{H}}^{\omega_{g}} f_{m}(\Theta_{0}, \omega)^{*} d\omega \right\} \left\{ \int_{\omega_{H}}^{\omega_{g}} f_{n}(\Theta_{0}, \omega) d\omega \right\},$$
(4)

* — знак эрмитова сопряжения матрицы или комплексного сопряжения скалярной величины.

Аналогично преобразуем знаменатель

$$\frac{1}{2\pi} \int_{\omega_{H_{0}}}^{\omega_{B}\pi} \int_{n=1}^{N} f_{n}(\Theta, \omega) J_{n} \Big|^{2} T(\Theta, \omega) d\Theta d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_{H_{33}}}^{\omega_{B_{3K}}\pi} \int_{n=1}^{N} \int_{n=1}^{N} f_{n}(\Theta, \omega) J_{n} \Big|^{2} T_{3K}(\Theta, \omega) d\Theta d\omega = \left| J \right\rangle^{*} \left[B \right] \cdot \left| J \right\rangle, (5)$$

где [*B*] – эрмитова матрица *N*-го порядка с элементами

$$b_{mn} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_H 0}^{\omega_B \pi} f_m^*(\Theta, \omega) f_n(\Theta, \omega) T(\Theta, \omega) d\Theta d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_{H33}}^{\omega_{B3K}} \int_{0}^{\pi} f_m^*(\Theta, \omega) f_n(\Theta, \omega) T_{3K}(\Theta, \omega) d\Theta d\omega .$$
(6)

Функционал (2) с учетом (3) и (5) представим отношением эрмитовых форм
Секция «СВЧ-технологии, антенны и устройства»

$$q^{\Pi}(J) = \frac{|J\rangle^* [A^{\Pi}] \cdot |J\rangle}{|J\rangle^* [B] \cdot |J\rangle},\tag{7}$$

которым соответствует пучок форм

$$|J\rangle^{*} [A^{\Pi}] \cdot |J\rangle - q^{\Pi} |J\rangle^{*} [B] \cdot |J\rangle.$$
(8)

Ввиду того, что $[A^{\Pi}]$ – матрица первого ранга, оптимальный вектор $|J^{\Pi}\rangle$ определяется как частный случай теоремы об экстремальных свойствах характеристических чисел пучка эрмитовых форм [1]:

$$\left|J^{\Pi}\right\rangle = [B]^{-1} \left|f^{\Pi^*}\right\rangle,\tag{9}$$

где $\left| f^{\Pi} \right\rangle$ – вектор-столбец N-го порядка с элементами

$$f_n^{\Pi}(\Theta_0) = \int_{\omega_H}^{\omega_B} f_n(\Theta_0, \omega) d\omega \,. \tag{10}$$

При этом максимум функционала (2) и, что то же (7), определяется выражением

$$q^{\Pi} = \left| f^{\Pi} \right\rangle^{\mathrm{T}} [B]^{-1} \left| f^{\Pi^*} \right\rangle, \tag{11}$$

в котором Т – знак транспонирования.

Способ пространственного подавления ЗК путем синтеза ДН АФАР по мощности. Числитель энергетического функционала, характеризующий мощность сигнала, принимаемого с направления Θ_0 , имеет следующий вид

$$\int_{\omega_{H}}^{\omega_{B}} \left| F(\Theta_{0}, \omega) \right|^{2} d\omega \cdot$$
(12)

Преобразуем (12) к виду

$$\int_{\omega_{H}}^{\omega_{B}} \left| \sum_{n=1}^{N} f_{n}(\Theta_{0}, \omega) J_{n} \right|^{2} d\omega = \left| J \right\rangle^{*} \left[A^{M} \right] \cdot \left| J \right\rangle^{*}$$

$$(13)$$

здесь [A^M] – эрмитова матрица N-го порядка с элементами

$$a_{mn}^{M} = \int_{\omega_{H}}^{\omega_{B}} f_{m}^{*}(\Theta_{0}, \omega) f_{n}(\Theta_{0}, \omega) d\omega \cdot$$
(14)

Представим энергетический функционал для способа синтеза ДН по мощности отношением эрмитовых форм, с учетом того, что знаменатель для данного способа аналогичен знаменателю (2)

$$q^{M}(J) = \frac{\left|J\right\rangle^{*} \left[A^{M}\right] \cdot \left|J\right\rangle}{\left|J\right\rangle^{*} \left[B\right] \cdot \left|J\right\rangle}$$
(15)

Отношению эрмитовых форм (15) соответствует аналогичный (8) пучок форм. Вектор комплексных амплитуд токов, максимизирующий (15), имеет вид

$$[B]^{-1} \left[A^M \right] \cdot \left| J \right\rangle = q^M \left| J \right\rangle. \tag{16}$$

В соответствии с (16) максимум (15) равен максимальному собственному числу матрицы $[B]^{-1}[A^M]$, максимум обеспечивается собственным вектором $|J^M\rangle$, соответствующим этому собственному числу.

Сравнительная оценка эффективности способов пространственного ослабления частоты ЗК

Оценку эффективности способов проиллюстрируем на примере 100-элементной АФАР, с расстоянием между излучателями 0,5 λ_B , где λ_B – длина волны на частоте ω_B . Распределение амплитуд – косинусоидальное с пьедесталом 0,3. Главный максимум ДН ориентирован в направлении $\Theta_0 = 70^\circ$. Средняя частота ЗК выше средней частоты ОК на 8 %, а полоса рабочих частот составляет 1 %. Будем считать, что на частотах ОК помех нет, а для учёта шумов приёмной системы примем $T(\Theta, \omega) = 1$. На частоте ЗК помеха с интенсивностью *P* действует с направлений 73,5° $\Theta_{0\kappa}^{\Pi} \leq 73,7^\circ$.

Для определения вектора $|J\rangle$ комплексных амплитуд токов в элементах АФАР необходимо вычислить с учётом конкретной помеховой обстановки элементы матрицы [*B*], порядок которой равен числу излучателей. Как видно из (6), при этом приходится выполнять интегрирование по области определения ДН. Для повышения оперативности можно априорно вычислить элементы b_{mn} , положив $T_{3K}(\Theta, \omega) = 1$, а получив информацию о помехах, вычислить соответствующие добавки.

На рис. 1, *а* представлены исходная (не оптимизированная) ДН ОК и ДН, формируемые двумя способами на средней частоте ЗК при $P = 10^5$. Вертикальными штриховыми линиями на рисунках обозначена область действия помехи. Для уменьшения деформации главного луча была введена не показанная на рисунке фиктивная помеха, действующая с направления, зеркального по обобщённой координате реальной помехе относительно направления максимума ДН ЗК. Видно, что в направлении действия помехи в ДН ЗК формируется глубокий (ниже –60 дБ) провал, что понижает уровень помех, принимаемых по ЗК примерно на 30 дБ. Глубина провала увеличивается при увеличении интенсивности *P* помехи. Формируемая при этом на частоте ОК ДН приведена на рис. 1, *b*. В ней тоже формируется провал (не в направлении помехи).

Анализ рисунков позволяет заключить, что оба предложенных способа в данном случае приводят к одним и тем же результатам. Предпочтительным является способ, основанный на синтезе по полю, в этом случае искомые комплексные амплитуды токов находятся аналитически (7).

Предложенные способы пригодны для применения в различных типах активных AP, в которых имеется возможность управления не только фазами, но и амплитудами токов в элементах решётки. Речь идёт не только о решётках с комплексным (амплитудно-фазовым) управлением, но в первую очередь о решётках цифровых.

Применение разработанных способов к многоэлементным АФАР с непрямоугольной границей раскрыва

На рис. 2 приведена схема эллиптической АФАР с прямоугольной сеткой размещения элементов. Её 1036 изотропных излучателей возбуждены равномерно и образуют 20 строк и 96 столбцов. Шаг решётки $0,5\lambda_B$. С целью сокращения вычислительных и временных ресурсов при определении комплексных весовых коэффициентов для элементов решетки применён известный (см., например [5]) приём разделения АФАР на неидентичные подрешётки. Элементы АФАР сгруппированы в подрешётки с размерами $B_x = 6$ и $B_y = 4$. При этом подрешётки образуют $A_x = 16$ столбцов и $A_y = 5$ строк. Нумерация подрешёток также приведена на рис. 2. Общее количество подрешёток M = 80. Тем самым размерность матрицы [B] и соответствующих векторов уменьшена более чем на порядок, что как минимум на два порядка уменьшает время, необходимое для определения корректирующих токов.



Рис. 1. ДН линейной АФАР, на средних частотах ЗК (*a*) и ОК(*b*). Синтез по полю – непрерывная линия, по мощности – пунктир. Исходная ДН на средней частоте ОК – штриховая линия

								ļ ,							
65	66	67	••68 •									••77-•	78		80
49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	
33	34	35	36	37	38	39	40		42	43		45	46	47	48
1	18	19	20	21	22	···23	24	25	26	27		29	30	31	
	,							:::: <u>;</u> :	10		12	• 13	14	15	16

Рис. 2. Разбиение эллиптического раскрыва на подрешётки

На рис. 3 приведены азимутальные (в плоскости $x\partial z$) сечения полученных с использованием трёхмерной модификации функционала (10) объёмных ДН на частотах ЗК и ОК при отклонении основного луча от нормали на 10° ($\Theta_0 = 80^\circ$) для случая одновременного воздействия помех на частотах ОК и ЗК, с направлений 77,75° $\leq \Theta_{OK}^{\Pi} \leq 78^\circ$ и 82.625° $\leq \Theta_{3K}^{\Pi} \leq 82.875^\circ$. Помехи ориентированы в направлениях первого бокового лепестка для ДН на частоте ОК и ЗК. Интенсивность *P* помехи принималась равной 10⁵. Для нахождения токов использовалось выражение (7).

Из рис. 3, *а* следует, что в направлении действия помехи в ДН ЗК формируется провал глубиной порядка -45 дБ, что ослабляет помеху, принимаемую по ЗК примерно на 25-30 дБ. Подобный же провал формируется и в ДН ОК (рис. 3, *б*).

Здесь, как и на рис. 1, приняты меры по стабилизации положения основной ДН, для чего каждой помехе введена зеркально симметрично относительно максимума своей ДН фиктивная помеха.

Приведённые выше результаты получены в предположении, что мощность внутренних шумов во всех каналах АФАР одинакова. Однако собственные шумы каналов зависят от коэффициента усиления (КУ) МШУ и в общем случае они различны. Учесть их различие можно в том случае, если в процессе управления ДН не требуется изменять КУ МШУ, т. е. в цифровых АР. В этом случае для каждого канала АФАР надо ввести функции

$$D_n(\Theta,\omega) = f_n(\Theta,\omega) \sqrt{T_n(\Theta,\omega)} , \qquad (18)$$

$$D_n^{\scriptscriptstyle 3\kappa}(\Theta,\omega) = f_n(\Theta,\omega) \sqrt{T_n^{\scriptscriptstyle 3\kappa}(\Theta,\omega)}, \qquad (19)$$

а элементы матрицы [В] искать в виде

И

$$b_{mn} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_H}^{\omega_B} \int_{0}^{\pi} D_m^*(\Theta, \omega) D_n(\Theta, \omega) d\Theta d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_H}^{\omega_B} \int_{0}^{\pi} D_m^{3\kappa}^*(\Theta, \omega) D_n^{3\kappa}(\Theta, \omega) d\Theta d\omega .$$
(20)



Рис. 3. Азимутальные сечения ДН эллиптического раскрывана средних частотах ЗК (*a*) и ОК (б) при одновременном действии помех на частотах ЗК и ОК. Обозначения на рис. 1

При этом для основного и зеркального каналов приёма

$$T_n(\Theta, \omega) = \begin{cases} P & \text{в направлении действия помехи} \\ p_n & \text{в остальных направлениях} \end{cases}$$
(21)

$$T_n^{_{3K}}(\Theta,\omega) = \begin{cases} P^{_{3K}} & \text{в направлении действия помехи} \\ p_n & \text{в остальных направлениях} \end{cases}$$
(22)

Здесь *P* и $P^{3\kappa}$ – мощности внешних шумов и помех, принимаемых на частотах ОК и ЗК приёма; p_n – мощность внутренних шумов *n*-го канала АФАР, нормированная к средней мощности шумов всех каналов.

Выводы. Разработанные способы пространственного подавления помех, действующих на частоте ЗК приёма, обеспечивают формирование глубоких провалов в ДН АФАР на этих частотах, что снижает уровень помех, проникающих в канал ПЧ по ЗК приема.

Проведенная оценка эффективности разработанных способов, выполненная на примере 100 элементной линейной АФАР, показала, что оба способа обеспечивают пространственное ослабление помехи, действующей на частоте ЗК приема, на 40 дБ.

Проведенная оценка возможности применения разработанных способов пространственного ослабления помех, действующих на частоте ЗК приёма, для многоэлементных АФАР с непрямоугольной границей раскрыва показала, что разработанные способы применимы для многоэлементных АФАР с непрямоугольной границей раскрыва за счет разбиения раскрыва на неидентичные (одинаковые по габаритам, но различные по заполнению) подрешётки. Для эллиптической АФАР, содержащей 1036 излучателей, получено пространственное ослабление помехи, действующей на частоте ЗК приема, на 30 дБ.

Список литературы

1. Cheng D.K. Optimization techniques for antenna arrays // IEEE Proc. 1971. Vol. 59. № 12. P. 1664–1674.

2. Патент № 2314610 РФ. Способ энергетической оптимизации фазированной антенной решётки / П.Н. Башлы, Б.Д. Мануилов // Открытия, изобретения. Б.И. № 1. 2008.

3. Параметрический синтез широкополосных антенных решеток в условиях воздействия помех / П.Н. Башлы, Б.Д. Мануилов, А.С. Помысов, А.И. Шерстобитов // Успехи современной радиоэлектроники. 2011. № 9. С. 46–50.

4. Башлы П.Н., Мануилов Б.Д. Новые приложения теоремы об экстремальных свойствах характеристических чисел пучка эрмитовых форм в задачах оптимизации многофункциональных антенных решёток // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54. № 3. С. 318–329.

5. Мануилов Б.Д., Падий А.Ю. Метод амплитудно-фазовой оптимизации антенных решёток с непрямоугольной границей раскрыва // Труды междунар. науч. конф. «Излучение и рассеяние электромагнитных волн» ИРЭМВ-2015, Дивноморское, 28 июня – 3 июля 2015. С. 205–209.

ОСОБЕННОСТИ РАДИОВОЛНОВОЙ ДИАГНОСТИКИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ В ОТКРЫТЫХ РЕЗОНАТОРАХ ЧЕТЫРЕХМИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

В. В. Бессонов, И. О. Дорофеев (научный руководитель)

Томский государственный университет 634050, г. Томск, пр-т Ленина 36 E-mail: bessonov_vitaly @mail.ru, idorofeev@mail.tsu.ru

Рассмотрена возможность использования открытого резонатора миллиметрового диапазона длин волн, как преобразователя параметров цилиндрических диэлектрических образцов. Проверена адекватность теоретической модели тонкого цилиндра в открытом резонаторе. Измерены спектральные характеристики основных нечетных по продольному индексу типов колебаний открытого резонатора в полосе частот 50–70 ГГц с образцами тонких протяженных диэлектрических цилиндров диаметром от 0,1 до 0,6 мм. Проведены оценки чувствительности преобразования в данном частотном интервале.

В настоящее время идет успешное освоение терагерцового диапазона частот, развивается также и элементная база миллиметрового и субмилллиметрового диапазонов длин волн. Это позволяет создавать промышленные устройства радиоволновой диагностики, использующие технические возможности данных диапазонов. В тоже время, многие методы, используемые на более низких частотах, могут быть адаптированы здесь с учетом возникающих особенностей. Для объектов малых по сравнению с длиной волны размеров целесообразно применение высокочувствительных резонаторных методов. В сантиметровом диапазоне длин волн были созданы устройства диагностики сверхтонких проводников на основе открытых резонаторов [1]. Открытые резонаторные преобразователи целесообразно использовать также и в более высокочастотных диапазонах для диагностики нитевидных протяженных объектов.

Открытый резонатор (OP), как контролирующий датчик имеет ряд существенных преимуществ, а именно, свободный доступ к полю резонансного колебания для нитей, достаточно разреженный спектр основных типов колебаний и просто осуществляемую селекцию высших мод, имеющую важное значение при значительных спектральных изменениях, вносимых в резонатор диэлектрическим образцом.

В России, в частности в Томском государственном университете, ведется развитие технологии производства исходного материала для саморассасывающихся медицинских нитей [2]. Для развития данной технологии востребован контроль характеристик производимого продукта при непрерывном производстве. Такой контроль должен удовлетворять всем современным требованиям, а именно, обладать быстродействием, быть неразрушающим, бесконтактным и непрерывным на всем протяжении диэлектрического цилиндрического образца.

Учитывая характерные размеры данных диэлектрических цилиндрических объектов, перспективно развитие методов с использованием открытых резонаторов, для которых есть основания ожидать увеличения разрешающей способности преобразования.

Моделью такого преобразователя может служить открытый квазиоптический резонатор с тонким, по сравнению с длиной волны используемого типа колебаний, протяженным диэлектрическим цилиндром.

Согласно результатам, полученным в работах [3, 4] для сверхтонкого проводника, расположенного в центре резонатора параллельно вектору электрического поля, сдвиг резонансной частоты основного типа колебания можно представить в виде:

$$\Delta f = \frac{2r_c}{\sqrt{2\pi}w_1w_0\varepsilon_0 L} \operatorname{Re}\left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} (J'_n(k_1r_c) + A_n H_n^{(2)'}(k_1r_c)\right],\tag{1}$$

где r_c – радиус цилиндра; w_0 – радиус «пятна» поля в центре резонатора; w_1, k_1, ε_0 – волновое сопротивление, волновое число и диэлектрическая проницаемость свободного пространства соответственно; L – расстояние между отражателями; J'_n и $H_n^{(2)'}$ – функции Бесселя и Ханкеля второго рода соответственно (штрих означает дифференцирование по полному аргументу). Коэффициенты A_n представляют собой хорошо известные из теории рассеяния плоской волны на круговом цилиндре коэффициенты «отражения» соответствующей цилиндрической гармоники [3].

Для проверки адекватности данной модели случаю открытого резонатора с диэлектрическими цилиндрическими включениями, были проведены экспериментальные исследования в четырёхмиллиметровом диапазоне длин волн. Открытый резонатор представлял собой два одинаковых сферических отражателя диаметром 4,93 см, радиусом вогнутости 8,39 см, расположенных на расстоянии 6,61 см (рис 1, *a*). В центре отражателей находились элементы связи в виде узких щелей, образованных сходящимися по узкой стенке отрезками волноводов, обеспечивающих поляризацию электрического поля в резонаторе ортогональную щелям. Образцы располагались в центре резонатора ортогонально его оси, параллельно вектору электрического поля в его пучности. Измерения проводились в диапазоне от 50–70 ГГц. В данном диапазоне у открытого резонатора имелись 4 основных, нечетных по продольному индексу типов колебаний. Экспериментальная установка для измерения резонансной частоты и добротности (полосы пропускания) ОР была построена на основе анализатора цепей Agilent N4257A (рис 1, *б*).

В качестве образцов использовались отрезки полимерных полиэтиленовых нитей.



Рис. 1. Экспериментальная установка: анализатор цепей Agilent, измерительный открытый резонатор (*R* = 8,39 см, *D* = 4,93 см, *L* = 6,61 см)

Результаты измерения показали, что потери, вносимые в открытый резонатор исследуемыми образцами, по абсолютной величине малы, поэтому основным параметром, определяющим реакцию резонатора при внесении тонкого диэлектрического цилиндрического образца, является сдвиг резонансной частоты. Из графика на рис. 2 можно заметить, что сдвиг резонансной частоты нелинейно увеличивается с увеличением диаметра образца. Здесь также приведены расчетные кривые, построенные по формуле (1). Как видно, результаты расчетов хорошо согласуются с измеренными значениями сдвигов резонансных частот для цилиндров диаметром до 0,17 мм. Дальнейшее отклонение расчётных кривых от измеренных значений связано с ростом «электрических» размеров образцов k_1d .

Для целей диагностики диаметра цилиндрического образца, для сопоставления результатов, полученных для различных мод, можно ввести понятие чувствительности преобразования. Имеет смысл пользоваться как абсолютной чувствительностью

 $S_1=\partial(\Delta f)/\partial d$, так и относительной $S_2 = (\Delta f_1 - \Delta f_2)/d$, где d – среднее значение диаметра в установленных интервалах. Абсолютная чувствительность для различных значений диаметра различна и увеличивается для высокочастотной моды с резонансной частотой 66,6 ГГц от $S_1 = 30,7$ МГц/мм на участке 0,1-0,12 мм до $S_1 = 115,4$ МГц/мм на участке 0,3-0,4 мм зависимости сдвига резонансной частоты от диаметра. Относительная чувствительность на данных участках составила от $S_2 = 4,54$ МГц/мм до $S_2 = 32,98$ МГц/мм. На рис. 3 представлена частотная зависимость сдвига резонансной частоты открытого резонатора для различных значений диаметра диэлектрических цилиндрических образцов. Можно заметить, что для малых диаметров частотная зависимость слабая, и проявляется только для образцов большего диаметра.



Рис. 2. Зависимость сдвига резонансной частоты открытого резонатора от диаметра цилиндра. Кривая 1 – расчетная по формуле (1) для моды с частотой 66,68 ГГц, прямоугольники – измеренные значения, кривая 2 – расчетная для моды 53,06 ГГц, кружки – измеренные значения



Рис. 3. Частотная зависимость сдвига резонансной частоты открытого резонатора для различных значений диаметра диэлектрических цилиндрических образцов: Кривая 1 соответствует: 1 – d = 0,6 мм, 2 – d = 0,4 мм, 3 – d = 0,3 мм, 4 – d = 0,15 мм

В результате проведенных экспериментов определены границы адекватности разработанной ранее модели открытого резонатора с тонким цилиндрическим включением для открытого резонатора четырехмиллиметрового диапазона длин волн. Показана возможность резонаторной диагностики нитевидных диэлектрических объектов и определены параметры чувствительности для фиксации их диаметра. Данные результаты могут быть положены в основу разработки устройств для бесконтактной непрерывной диагностики диаметра тонкого диэлектрического цилиндрического объекта.

Список литературы

1. Дорофеев И.О., Дунаевский Г.Е. Устройство квазиоптической резонаторной диагностики остеклованного литого микропровода // Дефектоскопия. 2014. № 12. С. 50–57.

2. Бабкина О.В., Алексеенко А.В., Немойкина А.Л. // Известия вузов. Химия и химическая технология. 2014. Т. 57. № 3. С. 79–81.

3. Бессонов В.В., Дорофеев И.О. Исследование возможности квазиоптического радиоволнового контроля медицинской нити // Изв. Вузов. Физика. 2014. Т. 57. № 3. С. 78–91.

4. Дорофеев И. О., Дунаевский Г.Е. Двухслойный тонкий цилиндр в открытом СВЧ-резонаторе // Известия вузов. Физика. 2013. Т. 56. № 1. С. 43–48.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ КСВ ШИРОКОПОЛОСНОЙ РУПОРНОЙ АНТЕННЫ ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ 0,8–50 ГГЦ ОТ РАЗМЕРОВ СОГЛАСУЮЩИХ РЕБЕР

П. Д. Куроптев, В. В. Левяков, А. В. Фатеев (научный руководитель)

Кафедра СВЧиКР, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634034, г. Томск, ул. Вершинина, 47 E-mail: kuroptevpasha@mail.ru

Исследуются размеры согласующих ребер широкополосной рупорной антенны диапазона частот 0,8–50 ГГц. Показано, что при различных значениях высоты заднего участка, длины и ширины согласующих ребер, а также расстояния между ними изменяется коэффициент стоячей волны (КСВ) антенны. Определены оптимальные размеры ребер, обеспечивающие минимальное значение КСВ в рабочем диапазоне частот.

В настоящее время прогресс в СВЧ технике влечет за собой повсеместную модернизацию старых и открытие новых лабораторий и испытательных комплексов для телекоммуникации, радиолокации и электромагнитной совместимости, где используется широкополосное измерительное оборудование, в состав которого входят широкополосные рупорные антенны. Такие антенны имеют высокий коэффициент усиления, низкий уровень боковых лепестков и простую схему возбуждения [1].

Стандартные рупорные антенны ограничены по ширине рабочего диапазона частот. Для его расширения используют согласующие ребра, которые расположены в рупорной секции антенны. Цель их использования состоит в том, чтобы обеспечить плавный переход от возбуждающей коаксиальной линии к апертуре антенны, что достигается путем сужения ребер по мере расширения рупорной секции [2]. Такая конструкция обеспечивает плавное изменение сопротивления антенны от волнового сопротивления возбуждающей коаксиальной линии (50 Ом) до волнового сопротивления свободного пространства (120 т Ом) [3].

Расчет рупорных антенн основан на результатах их анализа, т. е. сначала задаются геометрические размеры антенны, а затем определяют ее электрические параметры. Если размеры выбраны неудачно, то расчет повторяется снова [4]. Условно расчет модели антенны можно разбить на следующие этапы:

- 1. Расчет коаксиально-волноводного перехода (КВП);
- 2. Расчет рупорной секции;
- 3. Расчет согласующих ребер (рис. 1).



Рис. 1. Модель широкополосной рупорной антенны

Результаты сравнения различных конструкций КВП были показаны в [1]. Параметрическое исследование рупорной секции было приведено в [3]. В работе [5] было показано, что для подавления нежелательных мод и достижения минимального КСВ необходимо использовать профиль согласующего ребра, описанный кубической кривой Безье с прямым участком длиной 3 мм (рис. 2).



Рис. 2. Профиль согласующего ребра

Уравнения кубической кривой для осей у и z имеют вид

$$y(t) = y_0(1-t)^3 + 3y_1t(1-t)^2 + 3y_2t^2(1-t) + y_3t^3,$$

$$z(t) = z_0(1-t)^3 + 3z_1t(1-t)^2 + 3z_2t^2(1-t) + z_3t^3,$$
(1)
(2)

где $z_{p0}-z_{p3}$ – контрольные точки по оси z; $y_{p0}-y_{p3}$ – контрольные точки по оси y.

В данной работе приведены результаты исследований, которые установят окончательные размеры согласующих ребер для данной антенны. Параметрические исследования выполняются с целью определения влияния высоты заднего участка ребра в КВП, расстояния между ребрами, а также длины и ширины ребер на КСВ.

Для начала было проведено исследование, в ходе которого изменялась высота заднего участка ребра, расположенного в КВП за коаксиальной линией. Данный участок вносит изменения в конструкцию КВП и влияет на КСВ. Высота ребра описывается параметром *r*, который изменялся в диапазоне от 0 до 29 мм (рис. 3).



Рис. 3. КСВ антенны при изменении высоты заднего участка ребра

Анализируя рисунок, можно сказать, что задний участок ребра с небольшой высотой подавляет резонансы, возникающие в диапазоне частот. В ходе подробного исследования было установлено, что при значении высоты r = 3 мм можно получить наименьший КСВ.

Длина согласующих ребер описывается параметром *l*. Исследование длины проведено в диапазоне от $0,27\lambda$ до $0,53\lambda$ (рис. 4). Стоит отметить, что изменение длины приводит к корректированию профиля ребер, описанного кубической кривой Безье. С увеличением длины постепенно уменьшается радиус скругления ребра возле апертуры, а их сужение происходит более плавно.



Рис. 4. Рупор и профиль ребра при различной длине

Изменение длины незначительно влияет на КСВ на частотах выше 5 ГГц, характеристики КСВ ниже указанной частоты приведены на рис. 5.



Рис. 5. КСВ антенны в нижней части рабочего диапазона при изменении длины ребер

Можно заметить, что с уменьшением длины снижается частота, на которой КСВ не превышает значение 1,5. При значениях $l \ge 0,47\lambda$ характеристика КСВ имеет незначительные изменения. Примем за оптимальную длину согласующих ребер $l = 0,48\lambda$.

Для достижения широкого частотного диапазона и лучших характеристик важно поддерживать механическую точность сужения ребер внутри КВП. Минимальное рас-

стояние между ребрами определяет наименьшую частоту для заданной геометрии – меньшее расстояние между ребрами позволяет достичь более широкую полосу пропускания [2]. Небольшое изменение в расстоянии между ребрами вызывает рассогласование (рис. 6). Расстояние между согласующими ребрами описывается параметром h. Исследование проведено в диапазоне от 1 до 2 мм.



Рис. 6. КСВ антенны при изменении расстояния между ребрами

Расстояние между ребрами имеет значительное влияние на КСВ во всем рабочем диапазоне частот. В качестве оптимального варианта примем расстояние между ребрами внутри КВП равным 1,5 мм, так как при таком размере значение КСВ минимально во всем диапазоне частот.

Изменение ширины согласующих ребер также влияет на параметры антенны. Ширина ребер описывается параметром *w*. Исследование было проведено в диапазоне от 5 до 12 мм (рис. 7).



Рис. 7. КСВ антенны в нижней части рабочего диапазона при изменении ширины ребер

Влияние параметров становится более значительным с ростом частоты. Можно заметить по рисунку, что КСВ увеличивается по мере увеличения ширины ребер. В качестве оптимального размера был принят размер w = 7,5 мм.

В ходе выполненных исследований размеров согласующих ребер широкополосной рупорной антенны были определены оптимальные размеры: высота заднего участка ребер r = 3 мм, расстояние между ребрами h = 1,55 мм, ширина ребер w = 7,5 мм и длина $l = 0,48\lambda$. В частотном диапазоне от 0,8 до 50 ГГц КСВ антенны не превышает значения 1,6, за исключением нижней частоты 1,8 ГГц, где КСВ достигает значения 1,61. Полученные результаты позволят получить окончательную модель антенны.

Список литературы

1. Куроптев П.Д., Левяков В.В., Фатеев А.В. Широкополосная рупорная антенна диапазона 0,8– 30 ГГц // Доклады Томск. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2016. Т. 19, № 2. С. 23–28.

2. Volakis J.L., Bird T.S., Love A.W. Antenna Engineering Handbook: 4-th Edition. New York: McGraw Hill, 2007. P. 437–509.

3. Куроптев П.Д., Левяков В.В., Фатеев А.В. Исследование рупорной секции широкополосной рупорной антенны диапазона 0,8–50 ГГц // Электронные средства и системы управления: материалы докладов XII Междунар. науч.-практ. конф. (16–18 нояб. 2016 г.): в 2 ч. Ч. 1. Томск: В-Спектр, 2016. С. 101–104.

4. Антенны и устройства СВЧ. Расчет и проектирование антенных решеток и их излучающих элементов: учеб. пособие / Д.И. Воскресенский, Р.А. Грановская, В.Л. Гостюхин, В.С. Филиппов. М.: Сов. радио, 1972. 320 с.

5. Куроптев П.Д., Левяков В.В., Фатеев А.В. Исследование профиля согласующих ребер широкополосной рупорной антенны // 26-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016): материалы конф. в 13 т. (Севастополь, 4–10 сент. 2016). М., Минск, Севастополь. 2016. Т. 5. С. 1134–1140.

ИССЛЕДОВАНИЕ КОАКСИАЛЬНОГО РЕЗОНАТОРА С УКОРАЧИВАЮЩЕЙ ЕМКОСТЬЮ

Ле Куанг Туен

Иркутский национальный исследовательский технический университет 664074, г. Иркутск, ул. Лермонтова, 83 E-mail: lequangtuyen1402@gmail.com

Теоретически и экспериментально исследуется коаксиальный резонатор с укорачивающей емкостью в дециметровом диапазоне. Для сравнения точности расчета в квазистационарном приближении с экспериментом проводится точное измерение внутренних размеров резонатора по спектру резонансных частот того же резонатора как объемного (без центральных проводников). Сравниваются результаты расчета коаксиального резонатора с «укорачивающей емкостью» в квазистационарном приближении, его моделирования в среде пакета CST Microwave Studio 14 с экспериментальной резонансной частотой основного колебания резонатора с «укорачивающей емкостью».

Введение. В диапазоне дециметровых волн, где габариты полых объемных и обычных (полуволновых или четвертьволновых) коаксиальных резонаторов становятся большими, широко применяется коаксиальный резонатор с укорачивающей емкостью (КРУЕ) (рис. 1). Небольшой зазор в центральном электроде, так называемая «укорачивающая емкость», позволяет значительно уменьшить длину резонатора. КРУЕ как измерительный резонатор преимущественно применяется, в частности, в измерениях диэлектрических параметров материалов диэлектрической проницаемости ε и тангенса угла диэлектрических потерь tg δ в диапазоне от 100 МГц до 1 ГГц [1]. Для их измерения плоскопараллельный диэлектрический образец помещается в зазор центрального электрода. Задача повышения точности определения параметров диэлектриков требует более глубокого исследования КРУЕ.



Рис. 1. Коаксиальный резонатор с укорачивающей емкостью

Измерение габаритов КРУЕ. Оценка реальной точности расчета резонансной частоты КРУЕ различными способами невозможна без знания точных внутренних размеров резонатора. В частности, резонансная частота очень чувствительна к величине «укорачивающего» зазора. Его точное измерение представляет наибольшую сложность. Поэтому определение внутренних размеров КРУЕ является важной задачей перед его

исследованием. Размеры составных частей центрального проводника – верхнего и нижнего цилиндров-электродов: диаметр $2r_1$, высота нижнего L_1 и верхнего L_2 могут быть достаточно просто и точно измерены геометрическим путем с помощью точного микрометра и/или штангенциркуля. Точное измерение внутренних размеров – диаметра $2r_0$ и высоты L цилиндрического корпуса лучше проводить по спектру резонансных частот объемного цилиндрического резонатора (ЦР), получаемого из исходного КРУЕ путем удаления съемных электродов центрального проводника верхнего и нижнего цилиндров. Отметим, что резонансные частоты колебаний E_{nm0} не зависят от высоты ЦР и удобны для независимого измерения его диаметра. Этот диаметр будет некоторым «эффективным» диаметром, учитывающим неизбежное отклонение геометрии корпуса от идеального цилиндра (конусность, эллиптичность и др.) и более подходящим для расчетов резонансных частот.

Предварительные размеры измеряются геометрическим измерительным прибором и показаны в табл. 2.

Внутренние размеры цилиндрического корпуса резонатора.

Высота и радиус внешнего проводника КРУЕ точнее измеряются путем измерения длины и диаметра цилиндрического резонатора (ЦР), полученного после извлечения из КРУЕ внутренних электродов. Этот ЦР имеет предварительные габариты: длина $L_0 = L = 67,90 \text{ мм}$ и диаметр $D_0 = 2r_0 = 140,50 \text{ мм}$. Связь между резонансной частотой ЦР и его размерами представляется в следующей формуле [2]:

$$f_{nmp} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{p\pi}{L_0}\right)^2 + \left(2\frac{B_{nm}}{D_0}\right)^2} , \qquad (1)$$

где p – число полуволн на длине (высоте) ЦР; m – число полуволн на радиусе; n – число полуволн на половине окружности ЦР; $c = 2,99792458 \cdot 10^8$ – скорость электромагнитной волны в вакууме (м/с); ε, μ – относительная диэлектрическая и магнитная проницаемость среды, заполняющей резонатор (для воздуха $\varepsilon = 1,0006 \approx 1, \mu = 1$); $B_{nm} - m$ -е корни уравнений $J_n(z) = 0$ для E_{nmp} -колебаний или уравнений $J'_n(z) = 0$ для E_{nmp} -колебаний или уравнений $J'_n(z) = 0$ для H_{nmp} -колебаний, где $J_n(z), J'_n(z)$ – функция Бесселя n-го порядка и ее производная.

Для E_{nmp} -колебаний $p = 0,1,2,3..., B_{nm} = v_{nm}$. Для H_{nmp} -колебаний: $p = 1,2,3..., B_{nm} = v'_{nm}$. По формуле (1) для размеров резонатора из табл. 1 рассчитаны резонансные частоты для нескольких E_{nmp} - и H_{nmp} -колебаний, а также проведены экспериментальные исследования спектра резонансных частот.

Экспериментальные исследования проводились с помощью скалярного анализатора цепей P2M-18. Возбуждение резонатора и вывод сигнала проводились с помощью петлевых возбудителей на цилиндрической поверхности резонатора. Плоскость петель поворачивалась на 90° для перехода от E-колебаний к H-колебаниям. ЦР. Расчетные и экспериментальные значения резонансных частот приведены в табл. 1.

По экспериментальным резонансным частотам соответствующих мод, можно рассчитать уточненные значения высоты и диаметра ЦР. По резонансным частотам колебаний E_{010} , E_{110} , E_{210} , E_{020} и E_{030} , у которых резонансная частота не зависит от высоты резонатора (p = 0), диаметр рассчитывался по формуле:

Секция «СВЧ-технологии, антенны и устройства»

$$D_0 = \frac{c \cdot B_{nm}}{\pi \sqrt{\varepsilon \mu} \cdot f_{nm}} .$$
⁽²⁾

Таблица 1

Расчетные и экспериментальные резонансные частоты ЦР

N₂	Тип колебания	Частота расчетная, МГц	Частота экспериментальная, МГц
1	$E_{_{010}}$	1632,838	1633,55
2	E_{011}	2745,314	2785,734
3	E_{110}	2601,691	2596,362
4	E_{111}	3411,654	3406,585
5	E ₂₁₀	3487,230	3474,656
6	E ₂₁₁	4126,966	4129,3
7	E_{020}	3748,032	3735,193
8	E_{030}	5875,991	5863,13
9	H_{111}	2536,365	2576,894
10	\overline{H}_{011}	3411,654	3407,067
11	\overline{H}_{012}	5123,587	5115.067

За уточненный диаметр ЦР принималось среднее значение из (2). По уточненному диаметру и экспериментальным резонансным частотам других колебаний уточнялась высота резонатора по формуле:

$$L_{0} = \sqrt{\frac{p^{2}\pi^{2}c^{2}D_{0}^{2}}{4\pi^{2}f_{nmp}^{2}\varepsilon\mu D_{0}^{2} - 4B_{nm}^{2}c^{2}}}$$
(3).

Результаты вычисления высоты на различных колебаниях также усреднялись. Полученные таким путем значения диаметра и высоты принимались за диаметр и высоту КРУЕ после установки внутрь ЦР верхнего и нижнего цилиндров центрального проводника. Наиболее сложным и критичным является прямое измерение зазора между цилиндрами (расстояния между обкладками укорачивающего конденсатора).

Для таких измерений предусмотрена возможность освобождения верхнего цилиндра таким образом, чтобы он мог опуститься до упора в нижний цилиндр без разборки всего резонатора. При этом зазор между электродами отсутствует. С помощью цифрового индикатора перемещений с разрешением до 1 мкм фиксировалась высота крепежного винта верхнего цилиндра-электрода относительно наружной поверхности верхней крышки КРУЕ. Далее на крепежный винт верхнего цилиндра накручивалась гайка, которая фиксировала верхний цилиндр-электрод в верхнем положении. При этом высота крепежного винта над крышкой резонатора увеличивалась на величину появившегося зазора между цилиндрами и измерялась индикатором. Разность показаний индикатора перемещений с опущенным и поднятым верхним электродом принималась за величину зазора. Уточненные значения размеров КРУЕ приведены в табл. 2.

Уточненные размеры КРУЕ позволили оценить точность расчета его резонансной частоты в квазистационарном приближении относительно экспериментального значения.

	Предварительные значения,	Уточненные значения,		
Величина	измеренные с помощью	измеренные по спектру		
	штангенциркуля, мм	и с помощью микрометра, мм		
Высота L	67,90	67,34		
Радиус внешнего проводника r_0	70,25	70,40		
Радиус внутреннего проводника r_1	19,00	19,00		
Высота нижнего электрода L_1	25,48	25,48		
Высота верхнего электрода L_2	39,65	39,65		
Высота зазора h_0	2,77	2,703		

Размеры КРУЕ

Расчет КРУЕ в квазистационарном приближении проводился в соответствии с [2, 3]. Электрическое поле основного колебания сосредоточено в основном в зазоре между плоскими торцевыми поверхностями верхнего и нижнего центральных электродов. Полная емкость зазора равна емкости параллельно соединенных емкости плоского конденсатора – зазора C_0 и емкости боковых поверхностей центральных электродов C_6 . Магнитное поле сосредоточено в пространстве между центральным проводником и цилиндрическим корпусом КРУЕ. Условием резонанса, как известно, является равенство нулю полного реактивного сопротивления $X_C + X_{L1} + X_{L2} = 0$, т. е.

$$\frac{1}{\rho \cdot \omega C_{\Sigma}} - \operatorname{tg}(kL_1) - \operatorname{tg}(kL_2) = 0, \qquad (4)$$

где
$$\rho = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_2}} \cdot \ln\left(\frac{r_0}{r_1}\right)$$
 – волновое сопротивление коаксиальной линии; $k = \frac{2\pi \cdot f \cdot \sqrt{\varepsilon_2}}{c}$ –

волновое число; ε_2 – диэлектрическая проницаемость воздуха в КРУЕ; c – скорость света в вакууме; f – резонансная частота.

Емкость плоского конденсатора-зазора рассчитывалась по обычной формуле, боковая емкость центральных электродов рассчитывалась приближенно по формуле [3]:

$$C_{\delta} = \varepsilon_0 \varepsilon_2 \cdot 2r_1 \cdot \ln \left[\frac{2(r_0 - r_1)}{h_0} \right].$$
(5)

Расчет резонансной частоты КРУЕ в квазистационарном приближении, составил $f_{pes} = 533,616~M\Gamma u$ при экспериментальном значении $f_{ssc} = 530,74~M\Gamma u$.

Таблица 3

Результаты расчета резонансной частоты первой моды в CST MWS 14

Тип сетки, метод	Резонансная частота, МГц
Шестигранный меш, JDM	526,2305
Четырехгранный меш	524,6164



Рис. 2. Распределение электрического поля в внутреннем пространстве КУРЕ

Моделирование КРУЕ численными методами. Результаты расчета резонансной частоты первой моды КРУЕ в среде CST MWS 14 с разными способами показаны в табл. 3. Полученное распределение электрического поля в резонаторе показано на рис. 2.

Список литературы

1. Брандт А.А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах. М.: ГИФМЛ, 1963. 403 с.

2. Никольский В.В., Никольская Т.И. Электродинамика и распространение волн: учебник для вузов. 3-е изд., перераб. и доп. М.: Наука, 1989. 543 с.

3. Орлов С.И. Расчет и конструирование коаксиальных резонаторов. М.: Советское радио, 1970. 256 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ШИРИНЫ АКТИВНОГО И ОПОРНОГО ПРОВОДНИКОВ НА КОЭФФИЦИЕНТ ПЕРЕДАЧИ И ОТРАЖЕНИЯ УСТРОЙСТВА ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ ДЛЯ ИСПЫТАНИЯ НА ЭЛЕКТРОМАГНИТНУЮ СОВМЕСТИМОСТЬ

С. А. Тернов, А. В. Демаков, М. Е. Комнатнов

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40 E-mail: stanislav.1995@mail.ru

Выполнено исследование влияния ширины активного и опорного проводников полосковой линии, предназначенной для испытания на электромагнитную совместимость. Представлены результаты в виде зависимости изменения ширины активного от изменения опорного проводников. Выполнен электродинамический анализ четырех конструкций полосковой линии, в диапазоне частот до 3 ГГц. Показано, что при увеличении ширины активного проводника на 32 мм, затухание ЭМП увеличивается более чем в 2 раза.

Совершенствование различных конструкций для проведения испытаний на помехоустойчивость радиоэлектронных средств (РЭС) остается одной из актуальных задач в области электромагнитной совместимости (ЭМС). Одним из устройств для проведения подобных испытаний является полосковая линия (ПЛ), предназначенная для воздействия узкополосной электромагнитной помехи на электронные компоненты транспортных средств [1, 2]. Устройство представляет собой несимметричную ПЛ и состоит из двух металлических пластин, между которыми возбуждается электромагнитное поле сигналом от генератора. В связи с ростом рабочих частот и увеличением плотности монтажа электронных компонентов актуально совершенствование конструкции ПЛ. Усовершенствование ПЛ связано с увеличением верхней рабочей частоты и объема под испытуемый объект (ИО), а также уменьшением неравномерности распространения электромагнитного поля (ЭМП). Так например, для измерения излучаемых эмиссий от интегральных схем сотового телефона, создана ПЛ с высотой ИО 6 мм, и модулем коэффициента отражения $|S_{11}|$ не превышающим минус 20 дБ в диапазоне частот до 3 ГГц [3]. Также для измерения эффективности экранирования материалов создана ПЛ с высотой ИО до 40 мм при $|S_{11}| \le -5$ дБ в диапазоне частот до 18 ГГц [4]. Основные параметры ПЛ зависят от волнового сопротивления Z_B, которое может быть вычислено согласно [1, 2] как

$$Z_{\theta} = \frac{120 \cdot \pi}{\frac{w}{h} + 2,42 - 0,44 \cdot \frac{h}{w} + (1 - \frac{h}{w})^{6}},$$
(1)

где *w*, мм – ширина и *h*, мм – высота активного проводника над опорным проводником.

Выражение (1) справедливо для бесконечных размеров опорного проводника и бесконечно тонкого активного проводника, что при создании реальной конструкции устройства некорректно, однако может быть применимо на стадии приближенного вычисления. Также из [5] известны выражения, позволяющие вычислить волновое сопротивление с наименьшей погрешностью и учётом толщины t активного проводника. Выражения получены путем введения нормированного отношения t/h в выражения с нулевой толщиной активного проводника [6]. При этом в большинстве работ не упоминается о геометрических размерах опорного проводника, от которого зависит конструкция и параметры ПЛ.

Цель работы – исследовать влияние ширины активного и опорного проводников полосковой линии при равном волновом сопротивлении и длине линии.

Используя выражение (1) вычислена ширина активного проводника w=297 мм (рис. 1, *a*), при h = 60 мм и $Z_{\rm B} = 50$ Ом. В программе TALGAT [7] построено поперечное сечение ПЛ с учетом толщины активного проводника t = 1 мм при бесконечных размерах опорного проводника (высота *h* не изменялась). При помощи квазистатического анализа вычислена ширина *w* активного проводника, которая составила 292,8 мм. Для полученных параметров модель была дополнена опорным проводником (рис. 1, *б*) и вычислена его ширина W = 672,8 мм при неизменных параметрах (*w*, *t*, *h*, *Z*_B). Выполнено изменение ширины активного *w* и опорного *W* проводников при неизменных параметрах *t*, *h* и *Z*_B (рис. 1, *в*).



Рис. 1. Поперечное сечение несимметричной ПЛ: с бесконечными (*a*) и конечными (*б*) размерами опорного проводника, с изменением ширин активного (*W*) и опорного (*W*) проводников (*в*)

Получена зависимость изменения ширины активного (w) проводника изменения ширины опорного проводника (W) (рис. 2).



Рис. 2. Зависимость изменения ширины активного проводника при изменении ширины опорного проводника, при t = 1 мм и h = 60 мм

Из рис. 2 видно, что при уменьшении ширины активного проводника на 2 мм до 290,8 мм, ширина опорного проводника возрастает до 809,8 мм, тогда как при увеличении ширины активного проводника на 2 мм (294,8 мм) ширина опорного проводника уменьшается до значения 620,8 мм. Таким образом, при незначительном (4 мм) изменении ширины активного проводника, ширина опорного проводника изменяется более чем в 2,5 раза. Построены модели согласно (табл. 1) четырех ПЛ (2, 3, 4, 6) в программе CST MWS.

Получены частотные зависимости модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ (рис. 3) и коэффициента передачи $|S_{21}|$ (рис. 4) в диапазоне частот до 3 ГГц.

	W, MM	<i>W</i> , мм
1	289,8	809,8
2	292,8	674,8
3	305,8	484
4	315,8	431
5	320,8	414,6
6	325,8	401

Таблица 1 Геометрические параметры ПЛ, при Z_B=50 Ом



Рис. 3. Частотная зависимость |S₁₁| четырех конструкций ПЛ

Из рис. З видно, что для конструкции 2 частотная зависимость $|S_{11}|$ не превышает минус 20 дБ в диапазоне частот до 3 ГГц. При этом максимальные значения для всех остальных конструкций не превышает минус 20 дБ, в диапазоне частот от 0,3 ГГц до 3 ГГц.



Рис. 4. Частотная зависимость |S₂₁| для четырех конструкций ПЛ

Из рис. 4 видно, что затухание ЭМП в конструкции 2 минимально и не превышает 8,7 дБ, при этом для конструкции 6 затухание увеличилось примерно в два раза.

Таким образом, выполнено исследование зависимости ширины активного и опорного проводников по результатам которого результаты которого могут быть применены при разработке ПЛ для испытаний на ЭМС.

Список литературы

1. ISO 11452-5:2002, Road vehicles – Component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy. Part 5: Stripline.

2. ГОСТ ИСО 11452-5:2007. Методы испытаний компонентов на устойчивость к воздействию узкополосного излучения электромагнитной энергии. Ч. 5: Полосковая линия передачи.

3. Kim J., Park H.-H. A Novel IC-Stripline Design for Near-Field Shielding Measurement of On-Board Metallic Cans // 2017 IEEE Int. Symp. on Electromagn. Compat. (EMC). Dec. 16, 2016. P. 710–716.

4. A new stripline measuring setup for the characterization of conductive gaskets up to 18 GHz / J. Catrysse, V. Filip, D. Pissort, C. Brull // 2010 IEEE Int. Symp. on Electromagn. Compat. (EMC). July 25–30, 2010. Fort Lauderdale, Florida. P. 165–170.

5. Bahl I.J., Garg R. Simple and accurate formulas for a microstrip with finite strip thickness // Proc. IEEE. 1977. Vol. 65. Is. 11. P. 1611–1612.

6. Hammerstad E.O. Equations for microstrip circuit design // in Proc. European Microwave Conf., Sep. 1–4, 1975. Hamburg, Germany. P. 268–272.

7. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. 2015. № 2 (36). С. 45–50.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВОЛНОВОДНЫХ ФИЛЬТРОВ НА ЩЕЛЕВЫХ МЕМБРАНАХ С Z – ОБРАЗНЫМИ ЩЕЛЯМИ

Н. А. Копылова,

А. Ф. Копылов, А. А. Баскова (научные руководители)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: kopaph@yandex.ru

Приводятся результаты экспериментального исследования амплитудно-частотных характеристик и частотных характеристик КСВН входа трех волноводных СВЧ фильтров в диапазоне частот 5...8,5 ГГц. Фильтры выполнены на однозвенных щелевых мембранах, расположенных перпендикулярно направлению распространения электромагнитной волны в волноводе рабочим сечением 35х15 мм. Показана возможность использования таких конструкций для реализации СВЧ полосно-пропускающих фильтров.

В работе представлены результаты экспериментального исследования частотных характеристик трех волноводно-щелевых фильтров на тонких металлических мембранах. Каждый из фильтров представляет собой однощелевую мембрану, выполненную из алюминиевой фольги толщиной около 0,25 мм, расположенную перпендикулярно направлению распространения электромагнитной волны в волноводе. Мембраны фильтров зажаты между двумя отрезками волновода с рабочим сечением 35х15 мм и каждая из них имеет щель (прорезь) формы прямоугольной буквы «Z», повернутой на 90⁰. Отрезки волновода, между которым зажаты мембраны, представляют собой волноводно-коаксиальные переходы (ВКП) с волновода рабочим сечением 35х15 мм на коаксиальный разъем типа N.

На рис. 1, *а*-в схематично показаны топологические рисунки ВЩМ, на которых выполнены первый, второй и третий фильтры, соответственно.



Рис. 1. Топологические рисунки волноводно-щелевых мембран: a – первого фильтра; δ – второго фильтра; e – третьего фильтра

Ширина щели каждой из волноводно-щелевых мембран (ВЩМ) выбрана равной 1 мм (рис. 1, *а*–*в*), а расстояние от одной из узких стенок рабочего сечения волновода составляет 0 мм, 1 мм и 2 мм для первого, второго и третьего фильтров, соответственно. Длины тех частей щели, которые оказываются параллельными узким стенкам рабочего сечения волновода, составляют половину размера этой стенки, а длина той частей щели, которая оказывается параллельной широким стенкам – 13 мм.

Для экспериментального исследования мы выбрали диапазон частот 5...8,5 ГГц, что соответствует основному типу волны в прямоугольном волноводе рабочим сечением 35х15 мм. В программу экспериментального исследования входило измерение амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) коэффициента передачи по напряжению K_U и частотных характеристик КСВН входа фильтров. Измерения проводились на автоматическом измерителе КСВН и ослаблений типа P2-54/3. Для удобства проведения измерений мы модифицировали стандартную схему соединения генератора и индикаторов КСВН и ослаблений. Эта схема показана на рис. 2.



Рис. 2. Схема измерений частотных характеристик

Измерительная установка работает следующим образом. Генератор качающейся частоты (ГКЧ) вырабатывает синусоидальный СВЧ сигнал, который модулируется частотой 100 кГц. С ГКЧ сигнал поступает на первый направленный ответвитель HO1 (ответвитель падающей волны), включенный «на проход». Примерно 1/100 часть сигнала с

НО1, или –20 дБ относительно мощности основного канала, ответвляется и через детектор Д1 поступает на коаксиальный тройник (Т-разветвитель), с которого идет на вход канала падающей волны индикатора 1 (индикатор канала затуханий) и на вход сигнала падающей волны индикатора 2 (индикатор канала КСВН, или отражений). Основной сигнал проходит через первый коаксиальный направленный ответвитель НО1 на второй коаксиальный направленный ответвитель HO2, включенный «на отражение». Включенный «на отражение» НО2 ответвляет 1/100 (-20 дБ) часть сигнала, отраженного от первого волноводно-коаксиального перехода ВКП1, и подает его на детектор Д2. С детектора Д2 сигнал отраженной волны поступает на вход канала отраженной волны индикатора 2 через коаксиальный кабель, обозначенный как «Отраженная волна» на рис. 2. Основной же сигнал проходит далее через второй коаксиальный направленный ответвитель НО2 на первый волноводно-коаксиальный переход ВКП1, далее на исследуемый фильтр на ВШМ, затем на второй волноводно-коаксиальный переход ВКП2 и далее через ряд коаксиальных переходов на третий направленный ответвитель (ответвитель проходящей волны) HO3. Ответвитель проходящей волны HO3 ответвляет 1/100 часть проходящей через него мощности основного сигнала и через детектор ДЗ этот ответвленный сигнал по коаксиальному кабелю (обозначен как «Проходящая волна» на рис. 2) поступает на вход канала прошедшей волны индикатора 1 (канала затуханий). Прошедший через НОЗ основной сигнал через ряд коаксиальных переходов поступает на согласованную нагрузку R_H, которая имеет КСВН входа около 1,05. При такой схеме включения индикатор 1 канала затуханий показывает АЧХ измеряемого фильтра на ВЩМ (в совокупности со всеми влияющими на эту величину параметрами элементов СВЧ тракта), а индикатор 2 канала отраженной волны показывает частотную характеристику КСВН входа измеряемого фильтра на ВЩМ в заданном диапазоне частот ГКЧ.

Такое построение измерительной установки позволяет одновременно наблюдать на экране индикатора 1 АЧХ, а на индикаторе 2 – частотную характеристику КСВН входа измеряемого фильтра с ВЩМ. При этом реализуется возможность калибровки канала проходящего сигнала и канала отраженного сигнала независимо друг от друга на индикаторах соответствующих каналов: на индикаторе 1 – канала проходящего сигнала; на индикаторе 2 – канала отраженного сигнала.

На рис. 3, а-е показаны частотные характеристики исследованных нами фильтров.

На рис. 3, *а* приведена АЧХ первого фильтра с топологией, приведенной на рис. 1, *a*; на рис. 3, δ – частотная характеристика КСВН входа этого фильтра; на рис. 3, *в* – АЧХ второго фильтра с топологией, приведенной на рис. 1, δ ; на рис. 3, *г* – частотная характеристика КСВН входа этого фильтра; на рис. 3, ∂ – АЧХ третьего фильтра с топологией, приведенной на рис. 1, *в*; на рис. 3, *е* – частотная характеристика КСВН входа этого фильтра.

Рис. 3, *а-е* показывают, что АЧХ и частотные характеристики КСВН входа фильтров имеют явно выраженный резонансный характер. По мере увеличения расстояния от узкой стенки волновода до щели в ВЩМ, наблюдается одновременно два эффекта: первый – изменение резонансной частоты фильтра в сторону уменьшения значения резонансной частоты; второй – существенное уменьшение крутизны резонансной характеристики (АЧХ) фильтра. Вероятно, это связано с увеличением связи резонансной щели ВЩМ-фильтра с входным и выходным отрезками волноводов по мере приближения резонансной щели к центру рабочего сечения волновода. При этом, естественно, уменьшается значение затухания фильтра за полосой пропускания.

Сопоставление амплитудно-частотных характеристик с частотными характеристиками КСВН входа фильтров показывает, что здесь наблюдается полное соответствие максимальных затуханий, вносимых резонансными ВЩМ, величинам максимальных КСВН входа фильтров; и наоборот, минимальным значениям затуханий, вносимым фильтрами в СВЧ тракт, соответствуют минимальные значения КСВН входа фильтров. Таким образом, оказывается, что затухания, вносимые фильтрами на определенных частотах, происходят за счет отражений СВЧ сигнала от ВЩМ на этих частотах.



Рис. 3. Частотные характеристики исследованных фильтров

Обратим внимание на то, что полученные значения величин затухания CBЧ сигнала за полосой пропускания фильтров достаточно велики для однозвенных фильтрующих систем, к которым относятся наши фильтры. В самом деле, для первого фильтра максимальное затухание за полосой пропускания достигает значения 23 дБ, для второго – 21 дБ и для третьего – 14 дБ.

Вероятно, при увеличении каскадов фильтрующих элементов – ВЩМ и при оптимизации системы их каскадирования можно будет получить существенно большие значения как затуханий за полосой прозрачности, так и крутизны скатов их АЧХ, как это было показано в [1–4].

Мы полагаем, что существенным преимуществом СВЧ фильтров на ВЩМ при грамотном каскадировании в таких системах будут являться их малые габариты в сравнении с традиционными СВЧ фильтрами на отрезках длинных линий.

Список литературы

1. Копылов А.Ф., Копылова Н.А., Забродин А.Н. Частотные характеристики трехзвенных фильтров на волноводно-щелевых мембранах (ВЩМ) с различными величинами межмембранного зазора // Инновации в науке: Сб. ст. по материалам XLI междунар. науч.-практ. конф. № 1 (38). Новосибирск: Изд. «СибАК», 2015. 186 с. С. 51–63.

2. Копылов А.Ф., Копылова Н.А. Экспериментальное исследование частотных характеристик пятизвенных фильтров на волноводно-щелевых мембранах с различными величинами ширины щелей // Южно-Сибирский науч. вестник. 2015. № 1 (9). С. 24–33. Бийск: МИП «Политех», 2015.

3. Копылов А.Ф., Копылова Н.А. Частотные характеристики шестизвенных СВЧ фильтров на каскадно включенных щелевых мембранах с величинами щелей 1 мм 22 мм в прямоугольном волноводе 35х15 мм // Таврический научный обозреватель. Электрон. науч. журнал. 2015. № 3. Ч. II. С. 69–77. Электронный ресурс. Режим доступа: http://tavr.science/arhiv/2015-god/ (Дата обращения 28.12.2016).

4. Частотные характеристики многозвенных фильтров на волноводно-щелевых структурах в прямоугольном волноводе / А.Ф. Копылов, Н.А. Копылова, Д.Е. Патуров, Н.А. Алексеева // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. [Электронный ресурс] / Всерос. науч.-техн. конф. молодых ученых и студентов, посвященная 120-й годовщине Дня радио, 6-7 мая 2015 г., г. Красноярск ; науч. ред В.Н. Бондаренко ; отв.за вып. А.А. Левицкий. Электрон. дан. (32 Мб). Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2015. 628 с.

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЛУЧОМ КОНФОРМНОЙ АКТИВНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДИРИЖАБЛЯ

А. С. Артюх, К. А. Малугин, А. В. Столяров, А. С. Миловацкий

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж) 394064, г. Воронеж, ул. Старых большевиков, 54a E-mail: artyukh@list.ru

Рассмотрена система управления лучом нежесткой конформной активной фазированной антенной решетки с нелинейно-дифракционным способом фазирования радиолокационной станции дирижабля. Приведены результаты разработки микрополосковой пазовой антенны вспомогательного облучателя системы управления лучом.

Анализ современного состояния систем дальнего радиолокационного обнаружения (ДРЛО) показывает такие недостатки, как отсутствие сплошного радиолокационного поля над территорией РФ; низкую эффективность наземных систем противовоздушной обороны при решении задач обнаружения малозаметных, малоразмерных и низколетящих целей.

Одним из перспективных направлений устранения отмеченных недостатков является использование авиационных комплексов ДРЛО, оснащенных радиолокационными станциями (РЛС) с активной фазированной антенной решеткой (АФАР). Принимая во внимание высокую стоимость производства и эксплуатации самолета-носителя аппаратуры ДРЛО; относительно непродолжительное время патрулирования воздушного пространства, требовательность к характеристикам взлетно-посадочной полосы, целесообразно рассмотреть в качестве площадки размещения аппаратуры ДРЛО аэростаты и дирижабли [1].

Радиолокационный комплекс на основе дирижабля, по сравнению с самолетным вариантом, способен обеспечить долговременный контроль воздушного и наземного пространства при значительно меньшей потребности и стоимости горюче-смазочных материалов; современные материалы обеспечивают высокую прочность и пожарную безопасность; посадка может производиться на необорудованные площадки соответствующих размеров[2].

Известно, что при увеличении длины волны РЛС от $\lambda_1 = 3$ см (*X*-диапазон) до $\lambda_2 = 70$ см (*P*-диапазон) возрастает эффективность обнаружения малоразмерных и малозаметных, выполненных по технологии СТЭЛС, целей. При размещении на оболочке дирижабля, антенну РЛС в виде нежесткой конформной АФАР можно выполнить большого размера, что позволит получить в *P*-диапазоне высокую разрешающую способность по угловым координатам [3].

Фазирование нежесткой конформной АФАР выпуклой формы практически не осуществимо известными способами [4]. При традиционном способе управления диаграммой направленности (ДН) нежесткой АФАР с использованием фазовращателей для управления фазами сигналов в отдельных излучателях необходимо в каждый момент времени измерять их координаты с точностью до долей длины волны, вычислять новые управляемые фазы и выставлять их с точностью до долей π . В результате названных операций погрешность фазы должна быть скомпенсирована изменением управляемой фазы в сигнале, излучаемым переместившимся излучателем нежесткой АФАР.

Для управления излучением нежесткой AФAP, размещенной на оболочке дирижабля, предлагается использовать систему управления лучом (СУЛ), в основе которой лежит нелинейно-дифракционный способ фазирования, характерный для нежестких антенных решеток [5]. Сущность нелинейно-дифракционного способа фазирования заключается в использовании специальным образом сформированного вспомогательного амплитудномодулированного излучения, зависимость интенсивности которого от пространственных координат и времени совпадает с зависимостью от тех же аргументов плосковолнового электромагнитного поля, распространяющегося в направлении фазирования со скоростью света. Вспомогательное излучение носит название аналога плоской волны. Характеристикам плоской электромагнитной волны соответствуют биения, возникающие в результате суперпозиции двух и более близких по частоте монохроматических волн на выходе нелинейного элемента. С целью формирования биений используется вспомогательный облучатель, состоящий из двух слабонаправленных антенн. Каждый приемопередающий модуль нежесткой АФАР для приема аналога плоской волны должен содержать вспомогательную антенну и амплитудный детектор с квадратичной характеристикой.

Вспомогательный облучатель СУЛ нежесткой АФАР с нелинейно-дифракционным фазированием предлагается разместить на беспилотном летательном аппарате вертолетного типа. Антенны вспомогательного облучателя, разнесенные на расстояние ρ , характеризующее расстояние между фазовыми центрами, излучают сигналы с разными, но близкими по значению частотами ω_1 и ω_2 , разность которых равна рабочей частоте нежесткой АФАР $\Omega_p = \omega_1 - \omega_2$. Центр области формирования аналога плоской волны находится на расстоянии *R* от вспомогательного облучателя:

$$R = \frac{\rho \omega_1}{\Omega_p} \,. \tag{1}$$

Принимая во внимание, что ширина полосы рабочих частот нежесткой АФАР будет определяться диапазоном перестройки частот сигналов с антенн вспомогательного облучателя СУЛ, в качестве антенн вспомогательного облучателя целесообразно использовать пазовые антенны (ПА), называемые также излучателями Вивальди.

ПА обладают достаточной широкополосностью и относятся к классу антенн бегущей волны. Особенностью антенн этого типа является продольный характер излучения вдоль оси симметрии щели, в сторону ее расширения. Плоская конструкция пазового излучателя удобна для конформной установки на поверхности воздушного судна, допускает размещение цепей возбуждения на одной подложке, позволяет близко расположить излучатели в антенной решетке. Известно, что при длине ПА несколько длин волн минимальную ширину ДН имеет антенна с постоянной шириной щели, а максимальную – с экспоненциальной щелью. Согласование с коаксиальной или полосковой фидерной линией в ПА может быть достигнуто также с помощью дополнительных согласующих устройств. Установлено, что при длине ПА более четырех длин волн величина входного сопротивления z_{ex} слабо зависит от формы щели, что упрощает ее согласование с фидерным трактом. Особенностью сверхширокополосной ПА является то, что она не имеет единого фазового центра, то есть при перестройке рабочей частоты условный фазовый центр антенны будет изменять свое местоположение [6].

С учетом вышеперечисленных особенностей ПА разработан вспомогательный облучатель СУЛ, состоящий из двух одиночных печатных излучателей, схематично представленный на рис. 1. При расчете антенны принималось значение частоты излучения $\omega_1 = 9,2$ ГГц. Сканирование луча ДН осуществляется путем поворота вспомогательного облучателя вокруг оси поворотного узла (рис. 1). В соответствии с выражением (1) изменение частоты излучения ω_2 во второй ПА вызывает изменение величины ρ , характеризующей расстояние между первым и вторым излучателями, в результате чего будет изменяться расстояния от вспомогательного облучателя до центра области формирования аналога плоской волны.



Рис. 1. Схема вспомогательного облучателя СУЛ

На рис. 2 представлен одиночный излучатель СУЛ, разработанный и исследованный в программе автоматизированного проектирования HFSS. Исходя из результатов проведенных исследований, выполнен одиночный излучатель размером 61×36 мм из фольгированного фторопласта ФАФ-4Д, имеющий симметричные излучающие поверхности, соединенные перемычками (рис. 3).



Рис. 2. Одиночный излучатель СУЛ в окне программы HFSS



Рис. 3. Одиночный излучатель СУЛ. Отмечены перемычки, соединяющие верхнюю и нижнюю излучающие части антенны

На рис. 4 и 5 представлены пространственная ДН и ДН в декартовой системе координат, полученные для одиночного излучателя СУЛ в программе автоматизированного проектирования HFSS. Диаграммы построены на частоте 9 ГГц.



Рис. 4. Пространственная ДН одиночного излучателя СУЛ на частоте 9 ГГц



Рис. 5. ДН одиночного излучателя СУЛ в декартовой системе координат

В дальнейшем планируется проведение экспериментальной оценки характеристик направленности вспомогательного облучателя СУЛ с помощью измерительной линии, предназначенной для исследования нелинейно-дифракционного способа фазирования. В состав измерительной линии входят генераторы Г4-111, измеритель разности фаз ФК2-18, передающие и приемные измерительные антенны.

Таким образом, для управления излучением нежесткой конформной АФАР дирижабля ДРЛО разработан вспомогательный облучатель СУЛ, состоящий из двух печатных пазовых антенн. Проведены исследования ДН одиночного излучателя в программе HFSS, на основании которых выполнена пазовая антенна, обладающая требуемыми характеристиками. В дальнейшем планируется экспериментальная оценка направленных свойств вспомогательного облучателя СУЛ с помощью измерительной линии для исследования нелинейно-дифракционного способа фазирования.

Список литературы

1. Верба В.С. Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. Состояние и тенденции развития. М.: Радиотехника, 2008. 432 с.

2. Дирижабль радиолокационного обнаружения / А.С. Артюх, К.А. Малугин, Р.Ю. Вахтин, В.О. Пономарев // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. Красноярск: СФУ, 2015. С. 20-24.

3. Пат. 2604914 РФ, МПК H01Q/28, B64B/22, B64D/10. Дирижабль дальнего радиолокационного обнаружения / А.А. Неудакин, А.С. Артюх, К.А. Малугин (РФ). № 2015117336; заявл. 06.05.2015; опубл. 27.11.2016; Бюл. № 33.

4. Неудакин А.А., Малугин К.А. Конформная фазированная антенная решетка с нелинейнодифракционным способом фазирования // Антенны. 2012. № 5. С. 3–10.

5. Артюх А.С. Лопастная активная ФАР вертолётной БРЛС // Вестник ИрГТУ. 2007. № 1 (29). С. 51–52.

6. Лось В.Ф., Шаманов А.Н. Сверхширокополосные излучатели для антенных решеток // Антенны. 2004. Вып. 8–9 (87–88). С. 80–87.

МИНИАТЮРНЫЙ ПОЛОСКОВЫЙ ФИЛЬТР НА ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ

Д. В. Нигматулина¹, Е. Д. Низяева², А. А. Баскова², Я. Ф. Бальва^{1,3} (научный руководитель)

¹Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М. Ф. Решетнева, 660014, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий» 31 ²ΦГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет» 660074, г. Красноярск, ул. Киренского 26 ³Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН 660036, г. Красноярск, Академгородок 50 E-mail: ya.f.balva@mail.ru

Описан способ уменьшения размеров полосковых фильтров на подвешенной подложке, основанный на взаимной компенсации электрического и магнитного взаимодействий многопроводниковых резонаторов. Измеренные характеристики изготовленного макета фильтра четвертого порядка на основе двухпроводниковых полосковых резонаторов подтвердили перспективность применения предложенного подхода для создания миниатюрных полоснопропускающих фильтров, обладающих высокими селективными свойствами.

Как известно, многопроводниковые полосковые резонаторы на подвешенной подложке характеризуются малыми размерами и высокой собственной добротностью даже в метровом диапазоне длин волн [1-3], кроме того, спектр их собственных частот может быть достаточно разреженным. Все это, а также высокая технологичность в производстве и низкая стоимость, делает такие резонаторы незаменимыми при создании миниатюрных фильтров с уникальными характеристиками [4, 5]. Вместе с тем серьезной проблемой, возникающей при конструировании узкополосных фильтров на основе таких резонаторов, является их сильное взаимодействие, из-за чего расстояние между резонаторами приходится делать достаточно большим, что приводит к увеличению размеров всего устройства. Особенно остро этот недостаток проявляется в многорезонаторных фильтрах, площадь полосковой структуры которых определяется в основном большим числом протяженных зазоров между резонаторами. Одним из возможных способов решения данной проблемы является введение между резонаторами дополнительных короткозамкнутых на экран экранирующих проводников [6], однако при таком подходе существенно уменьшается собственная добротность резонаторов и, следовательно, растут вносимые потери в полосе пропускания фильтра, которые в узкополосных фильтрах могут быть и без того значительными. В настоящей работе рассматривается новый подход к уменьшению взаимодействия многопроводниковых полосковых резонаторов, который не приводит к падению их собственной добротности и основан на уменьшении коэффициента полной связи резонаторов за счет взаимной компенсации коэффициентов индуктивного и емкостного взаимодействия.

Рассмотрим конструкцию двухрезонаторного полоскового фильтра (рис. 1, *a*), каждый из резонаторов которого является двухпроводниковым (проводники *1*, 2 и *3*, *4*). На рис. 1, δ приведена его эквивалентная схема на сосредоточенных емкостных C_{ij} и индуктивных L_{ij} элементах, при максимальной длине области связи резонаторов. На ней не показаны взаимные индуктивности, чтобы не загромождать рисунок. Очевидно, что эта схема адекватна исследуемой структуре лишь в области частот первой полосы пропускания, а в силу симметрии конструкций в ней $C_{12}=C_{34}$, $C_{13}=C_{24}$, $C_{14}=C_{23}$, а $L_{12}=L_{34}$, $L_{13}=L_{24}$, $L_{14}=L_{23}$. Необходимо отметить, что в схеме не учитывались «воздушные» емкости полосковых проводников на экран, что правомерно при большой диэлектрической проницаемости подложки є и ее малой толщине по сравнению с высотой верхнего и нижнего экранов над ее поверхностями.



Рис. 1. Конструкция традиционного фильтра на основе двухпроводниковых резонаторов (*a*) и его эквивалентная схема (*б*) для частот в области первой полосы пропускания

Считая, что собственные индуктивности уединенных проводников в эквивалентной схеме равны L_1 , несложно найти коэффициенты индуктивной k_L и емкостной k_C связи, характеризующие взаимодействие резонаторов на частотах первой полосы пропускания.

Далее, используя известные выражения для частотно-независимых коэффициентов связи, находим k_L и k_C :

$$k_{L} = \frac{\omega_{oL}^{2} - \omega_{eL}^{2}}{\omega_{oL}^{2} + \omega_{eL}^{2}} = \frac{L_{13} + L_{14}}{L_{1} + L_{12}},$$

$$k_{C} = \frac{\omega_{oC}^{2} - \omega_{eC}^{2}}{\omega_{oC}^{2} + \omega_{eC}^{2}} = -\frac{C_{14}}{C_{12} + C_{13} + C_{14}}$$

Полный коэффициент связи *k* теперь можно вычислить по известной формуле:

$$k = \frac{\omega_o^2 - \omega_e^2}{\omega_o^2 + \omega_e^2} = \frac{k_L + k_C}{1 + k_L k_C}.$$

Из представленных выражений видно, знак коэффициента емкостной связи противоположен знаку коэффициента индуктивной связи, что приводит к уменьшению коэффициента полной связи.

Ранее было установлено [7], что в большинстве случаев коэффициент емкостной связи существенно меньше коэффициента индуктивной связи и поэтому влияние емкостного взаимодействие на ширину полосы пропускания минимально. Однако если между проводниками резонаторов с обеих сторон подложки напротив друг друга разместить дополнительные полосковые проводники, гальванически связанные со свободными концами проводников резонаторов, как показано на рис. 2, *a*, то можно существенно увеличить емкостное взаимодействие резонаторов и тем самым ослабить полный коэффициент связи. Величина емкостной связи в этом случае зависит от площади дополнительных проводников.



Рис. 2. Топология проводников фильтра предложенной конструкции (*a*). Расчетные АЧХ предложенного (сплошная линия) и традиционного (штриховая линия) фильтров

На рис. 2, б приведены амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) коэффициента передачи двухрезонаторного фильтра предложенной (сплошная линия) и традиционной (штрихи) конструкции. Зависимости получены в программе электродинамического анализа 3D моделей. Оба фильтра имели одинаковые конструктивные параметры за исключением наличия у предложенного фильтра дополнительных полосковых проводников: диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon = 9,8$, ее толщина 0,5 мм, площадь полосковой структуры 13,25×6,4 мм², расстояние от поверхности подложки до экрана 3,5 мм, расстояние между резонаторами S = 2,4 мм, ширина полосковых проводников 2 мм. Фильтры настроены на центральную частоту полосы пропускания $f_0 =$ 1 ГГц. Видно, что относительная ширина полосы пропускания $\Delta f/f_0$, измеренная по уровню –3дБ, у рассматриваемых фильтров существенно различается. Так для фильтра традиционной конструкции она составляет 22 %, а для предложенного фильтра всего 3 %. Для получения такой же узкой полосы пропускания в традиционном фильтре необходимо увеличить расстояние S между резонаторами до 5 мм. В этом случае площадь его полосковой структуры составит уже 13,25×9,4 мм², что на 30 % больше чем у предложенного фильтра. В случае, когда относительная ширина полосы пропускания фильтров будет меньше, указанное преимущество проявится еще значительней. Таким образом, из представленных на рис. 2, б АЧХ видно, что в фильтре предложенной конструкции взаимодействие между резонаторами почти на порядок меньше по сравнению с классическим фильтром при одних и тех же расстояниях между проводниками резонаторов.

Еще одним важным достоинством предложенного подхода помимо уменьшения размеров является то, что в фильтрах на его основе вблизи полосы пропускания формируются нули коэффициента передачи (полюса затухания), которые существенно улучшают частотно-селективные свойства устройств.

Для экспериментальной проверки перспективности применения предложенной конструкции был изготовлен четырехрезонаторный фильтр, топология проводников которого представлена на вставке рис. 3. Здесь же приведена его измеренная АЧХ. Конструктивные параметры фильтра были следующие: диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon = 9,8$, ее толщина 0.5 мм, площадь полосковой структуры 16,4×12,5 мм², расстояние от поверхности подложки до экранов 3,5 мм, расстояние между резонаторами S = 2,8 мм, ширина полосковых проводников резонаторов 2,4 мм. Фильтр имеет центральную частоту полосы пропускания $f_0 \approx 1$ ГГц. Относительная ши-
рина полосы пропускания $\Delta f/f_0$, измеренная по уровню –3дБ, составляет 5 %. Для сравнения, классический фильтр, при прочих равных условиях, должен иметь площадь полосковой структуры на 30 % большую. Причем с уменьшением относительной ширины полосы пропускания выигрыш в уменьшении габаритов будет возрастать. Кроме того, из представленной АЧХ видно, что фильтр имеет высокие селективные свойства за счет формирования нулей коэффициента передачи вблизи полосы пропускания.



Рис. 3. Топология проводников четырехрезонаторного фильтра предложенной конструкции и его измеренная АЧХ

Таким образом, применение предложенного в работе подхода, основанного на использовании дополнительных полосковых проводников между резонаторами фильтра, приводит к существенному увеличению емкостного взаимодействия резонаторов, что позволяет не только значительно уменьшить размеры узкополосных фильтров на подвешенной подложке, но и сформировать на АЧХ нули коэффициента передачи вблизи полосы пропускания. Эти полюса затухания обеспечивают более высокую крутизну склонов АЧХ по сравнению с традиционными конструкциями полосковых и микрополосковых фильтров.

Список литературы

1. Беляев Б.А., Бальва Я.Ф., Лексиков А.А., Сержантов А.М. // Патент РФ № 2470418. Опубл. 20.12.2012. Бюл. № 35.

2. Awai I., Inoue M., Maeda Y., Fukunaga T. // Progress of 38th European Microwave Conference. 2008. P. 1406–1409.

3. Беляев Б.А., Бальва Я.Ф., Сержантов А.М., Лексиков Ан.А., Галеев Р.Г. // Известия вузов. Физика, 2015. Т. 58. № 10/3. С. 159–161.

4. Belyaev B.A., Serzhantov A.M., Tyurnev V.V., Bal'va Ya.F., and Leksikov A.A. // Progress In Electromagnetics Research C. 2014. Vol. 48. P. 37–44.

5. Бальва Я.Ф., Сержантов А.М., Лексиков Ан.А. // Известия ВУЗов. ФИЗИКА. 2015. Т. 58. № 8/2. С. 331–334.

6. Belyaev B.A., Leksikov A.A., Serzhantov A.M., Tyurnev V.V. // Progress In Electromagnetics Research C. 2010. Vol. 15. P. 219–231.

7. Беляев Б.А., Сержантов А.М., Лексиков А.А. // Радиотехника и электроника. 2010. Т. 55. № 12. С. 1426–1436.

МИНИАТЮРНЫЕ ФИЛЬТРЫ НА ДВУХПРОВОДНИКОВЫХ ПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРАХ НА ПОДВЕШЕННЫХ ПОДЛОЖКАХ

Д. С. Левкин¹, И. С. Кононов¹, А.А. Баскова², Я. Ф. Бальва^{1,3} (научный руководитель)

¹Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М. Ф. Решетнева, 660014, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий» 31 ²ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет» 660074, г. Красноярск, ул. Киренского 26 ³Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН 660036, г. Красноярск, Академгородок 50 E-mail: ya.f.balva@mail.ru

Рассмотрены новые конструкции полосковых фильтров на подвешенных подложках, расположенных друг над другом с воздушным зазором. Исследован коэффициент связи резонаторов от зазора между ними и угла поворота вокруг ортогональной оси симметрии одного резонатора относительно другого. На примере двух- и трехрезонаторных фильтров показано, что при разных комбинациях зазоров и углов между резонаторами можно реализовать полосно-пропускающие фильтры с одной и той же шириной полосы пропускания, при этом зазоры могут отличаться в несколько раз.

Многопроводниковые полосковые резонаторы на подвешенной подложке находят широкое применение в технике частотно-селективных устройств CBЧ [1–3]. Интерес к таким резонаторам связан в первую очередь с тем, что они характеризуются малыми размерами и высокой собственной добротностью даже в метровом диапазоне длин волн, а спектр их собственных частот может быть достаточно разреженным. Однако традиционные конструкции фильтрующих устройств на основе таких резонаторов практически исчерпали возможности для дальнейшего повышения их характеристик. В связи с этим актуальным является поиск новых подходов и технических решений, позволяющих улучшить массогабаритные и электрические характеристики полосковых устройств частотной селекции. В настоящей работе исследуется новая конструкция полосно-пропускающего фильтра на двухпроводниковых полосковых резонаторах с лицевой связью проводников, в которой резонаторы располагаются друг над другом и могут быть повернуты друг относительно друга на угол ϕ (рис. 1).

Как известно, для количественного описания взаимодействия резонаторов пользуются понятием полного коэффициента связи k, который можно вычислить, зная собственные частоты высокочастотной f_h и низкочастотной f_l мод связанных колебаний, по известной формуле:

$$k = \frac{f_h^2 - f_l^2}{f_h^2 + f_l^2}.$$

Собственные частоты связанных колебаний резонаторов могут быть найдены путем расчета амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) коэффициента передачи для случая слабой связи с внешними линиями. На рис. 2, *а* приведены графики зависимости коэффициента связи *k* от угла между резонаторами φ при разных зазорах *S* (0.1, 0.5, 1, 2 и 5 мм), а на рис. 2, δ – графики зависимости *k* от *S* при разных φ (0°, 20°, 40°, 60°, 80°). При построении графиков были зафиксированы следующие параметры: диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon = 80$, ее толщина $H_d = 0,25$ мм; горизонтальные экраны располагались на удалении от подложек $H_a = 5$ мм; ширина полосковых проводников резонаторов $W_s = 5$ мм, а их длина $L_s = 25$ мм; длина всего резонатора $L_r = 30$ мм. Расчеты проводились в программе электродинамического анализа трехмерных моделей.



Рис. 1. Конструкция двухрезонаторного фильтра: *a* – сечение; *б* – параллельные резонаторы; *в* – резонаторы повернуты друг относительно друга на угол φ

Из рис. 2, *а* видно, что при $\varphi = 0^{\circ}$ связь между резонаторами максимальная и уменьшается до нуля при $\varphi = 90^{\circ}$. При этом графики, построенные для малых зазоров, в диапазона от 10° до 30° изменяются достаточно резко, а при больших зазорах практически во всем диапазоне изменения φ спад происходит по закону, близкому к линейному. Из рис. 2, *б* видно, что с увеличением зазора между резонаторами происходит монотонное уменьшение коэффициента связи при любых углах между резонаторами.



Рис. 2. a – зависимости k от ϕ при разных S; δ – зависимости k от S при разных ϕ

Стоит отметить, что в некоторых случаях заданный коэффициент связи резонаторов, а, следовательно, и ширину полосы пропускания фильтра, можно получить при разных сочетаниях зазора S и угла φ . Это видно из рис. 2, a, где горизонтальная штриховая линия пересекает все графики, соответствующие S от 0,1 до 5 мм. На рис. 3 приведены АЧХ двухрезонаторных фильтров с одинаковой шириной полосы пропускания, построенные для пяти разных комбинаций S и φ . Вблизи полосы пропускания АЧХ практически неразличимы, однако с уменьшением зазора S и, соответственно, увеличе-

нии угла φ уровень подавления в высокочастотной полосе заграждения существенно уменьшается, а также понижается частота первого паразитного резонанса. Вместе с тем, уровень подавления в низкочастотной полосе практически не меняется. Дальнейшее увеличение φ (до 90°) приводит к появлению полюса затухания в центре полосы пропускания. Важно отметить, что для фиксированной ширины полосы пропускания изменение угла φ от нуля до 72° приводит к сокращению расстояния *S* между резонаторами с 12 до 0,1 мм (в 120 раз), позволяя значительно уменьшить размеры устройства.



Рис. 3. АЧХ двухрезонаторных фильтров с одинаковой шириной полосы пропускания при разных сочетаниях *S* и ф

Интересной особенностью рассматриваемой структуры является то, что, например, в фильтрах третьего порядка на ее основе допустимы ситуации, когда первый и третий резонаторы параллельны ($\phi_{13} = 0$), а меняется только угол между первым и вторым (вторым и третьим) резонаторами ϕ_{12} . Рассчитанные АЧХ, соответствующие этой ситуации, приведены на рис. 4. Видно, что в зависимости от значения ϕ_{12} на АЧХ меняется положение полюса затухания – с увеличением ϕ_{12} он приближается к высокочастотному краю полосы пропускания и при $\phi_{12} = 80^{\circ}$ находится в непосредственной близости от нее (этого не видно в масштабе рисунка). Уровень подавления в середине высокочастотной полосы заграждения практически не зависит от ϕ_{12} .

Также рассмотрена ситуация, когда изменяются на одинаковую величину одновременно углы между всеми соседними резонаторами, что эквивалентно выражению $\varphi_{13} = 2\varphi_{12}$. Соответствующие АЧХ приведены на рис. 5. Видно, что полюсы затухания есть и слева, и справа от полосы пропускания, но при $\varphi_{12} = 80^{\circ}$ именно низкочастотный полюс подходит непосредственно к границе полосы пропускания.

В обоих рассмотренных случаях с увеличением ϕ_{12} от нуля до 80° расстояние между резонаторами уменьшалось более чем в 3 раза при одинаковой ширине полосы пропускания.

Таким образом, в работе исследованы новые конструкции фильтров на двухпроводниковых полосковых резонаторах на подвешенных подложках. Показана возможность существенного уменьшения размеров устройств за счет поворота длинных осей резонаторов относительно друг друга.



Рис. 4. АЧХ трехрезонаторных фильтров для случая, когда угол ϕ_{13} между первым и третьим резонатором равен нулю, а меняется только угол между первым и вторым резонаторами ϕ_{12}



Рис. 5. АЧХ трехрезонаторных фильтров для случая, когда угол $\phi_{13} = 2\phi_{12}$

Список литературы

1. Беляев Б.А., Бальва Я.Ф., Лексиков А.А., Сержантов А.М. // Патент РФ № 2470418. Опубл. 20.12.2012. Бюл. № 35.

2. Belyaev B.A., Serzhantov A.M., Tyurnev V.V., Bal'va Ya.F., and Leksikov A.A. // Progress In Electromagnetics Research C. 2014. Vol. 48. P. 37–44.

3. Belyaev B.A., Leksikov A.A., Serzhantov A.M., Tyurnev V.V. // Progress In Electromagnetics Research C. 2010. Vol. 15. P. 219–231.

УНИВЕРСАЛЬНАЯ ПЛАНАРНАЯ ОТРАЖАТЕЛЬНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА КU-ДИАПАЗОНА

А. А. Былов

Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва» 662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52 E-mail: AlexeyBylov1986@ya.ru

Разработана структура планарной отражательной антенной решетки Кu-дuanaзoна круговой поляризации, приведена топология отражателя, фазокорректирующего плоского рефлектора. Представлен принцип работы отражательной антенной решетки, рассмотрена возможность использования разработанной антенной решетки в качестве приемо-передающей антенны за счет поляризационной развязки.

Современная фазированная антенная решетка (ФАР) представляет собой довольно гибкую систему, обеспечивающую быстрое и безынерционное управление направленными свойствами антенны. Применение ФАР в антенной технике позволяет осуществлять электронное сканирование, получать высокие значения коэффициента усиления (КУ), изменять форму амплитудной диаграммы направленности (ДН) и тем самым адаптироваться к внешним условиям за кратчайшие промежутки времени, сопоставимые с временем задержки сигнала в тракте.

Особый интерес разработчиков вызывают ФАР с квазиоптическим питанием в печатном исполнении, которые удобны тем, что имеют малый вес и могут быть конформными, что позволяет располагать их конструкцию, например, в обшивке либо на наружной поверхности космических, летательных аппаратов, не нарушая их аэродинамических свойств. В некоторых случаях планарные ФАР по своим направленным свойствам и электрическим характеристикам способны заменить рефлекторы параболических зеркальных антенн (ПЗА), которые сложны и дороги в изготовлении.

Структура планарной печатной ФАР с квазиоптическим питанием изображена на рис. 1.



Рис. 1. Простейшая схема планарной ФАР с квазиоптическим питанием: 1 – металлизация; 2 – диэлектрическая подложка; 3 – решетка отражающих элементов; 4 – сферический фазовый фронт; 5 – плоский фазовый фронт; 6 – первичный излучатель.

Принцип действия такой структуры аналогичен работе рефлектора ПЗА, то есть каждый отражающий элемент ФАР должен обеспечить компенсацию фазовой задержки, возникающей из-за разности хода лучей от облучателя до каждого из отражателей, за счет чего сферический фронт падающей электромагнитной волны преобразуется в плоский фронт, и тем самым достигается максимальный КУ.

Зависимость задержки фазы отраженной электромагнитной волны от геометрических размеров отражательного элемента должна быть определена максимально точно. Распространенным методом расчета является использование модели бесконечной эквивалентной волноводной ячейки [1], имитирующей бесконечную периодическую структуру, состоящую из одинаковых элементарных ячеек.

ФАР с квазиоптическим питанием, каждый элемент которой совмещает функции фазовращателя и излучателя, принято называть спирафазной [2] либо отражательной антенной решеткой (ОАР).

Вид отражателя, используемого в построении ОАР Ки-диапазона с круговой поляризацией, изображен на рис. 2.



Рис. 2. Элементарный резонатор ОАР: *а* – топология резонатора, *б* – изометрический вид резонатора

Отражатель представляет собой квадратную рамку с окружностью в центре и выполнен на квадратной площадке диэлектрика (материал Rogers 4003) толщиной $t_1 = 0.8$ мм и стороной w=16 мм. Диэлектрик экранирован с противоположной стороны, расстояние между экраном и диэлектриком составляет $t_2 = 3$ мм. Внутренняя сторона (s) квадратной рамки отражателя, а также диаметр окружности (d) связаны между собой через размер внешней стороны l с помощью коэффициентов $k_1 = 0.3$, $k_2 = 0.8 (s = l \cdot k_2, d = l \cdot k_1)$.

Конфигурация разработанной спирафазной ОАР Ки-диапазона, изображена на рис. 3.



Рис. 3. Конфигурация ОАР Ки-диапазона

Плоский рефлектор ОАР Ки-диапазона представляет собой квадратную апертуру площадью 24х24 см и включает в себя 177 отражателей.

Облучение решетки производится коническим гофрированным рупором с уровнем ослабления облучения края решетки –12 дБ относительно максимума. По сравнению с классическим оптимальным коническим рупором гофрированный рупор имеет мень-

шую длину и обеспечивает более осесимметричную ДН. Конструкция облучателя Кидиапазона приведена на рис. 4.



Рис. 4. Конструкция облучателя

Максимальный коэффициент усиления (КУ) данного облучателя в диапазоне частот от 13 до 15 ГГц составляет не менее 15 дБ, поляризация – круговая. Диаграмма направленности (ДН) облучателя на частоте 13 ГГц приведена на рис. 5.



Рис. 5. ДН облучателя

Характеристика коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) облучателя приведена на рис. 6.



Рис. 6. КСВН облучателя

Коэффициент эллиптичности, характеризующий круговую поляризацию облучателя на частоте 13 ГГц, приведен на рис. 7.

На рис. 8–9 представлены характеристики разработанной ОАР Ки-диапазона, полученные посредством электродинамического моделирования в САПР CST MWS. ДН ОАР в Е-плоскости и Н-плоскости на частоте 13 ГГц приведена на рис. 8, коэффициент эллиптичности (КЭ) ОАР на частоте 13 ГГц показан на рис. 9.





Анализируя результаты электродинамического моделирования ОАР на центральной частоте 13 ГГц, можно заметить следующее:

- уровень боковых лепестков составляет не более минус 19 дБ;

 ширина луча по уровню ослабления минус 3 дБ относительно максимального излучения составляет 8 градусов;

- максимальный КУ составляет не менее 24,5 дБ;
- относительный КЭ в угловом секторе ±5 градусов не менее 0,9 ед.

Спроектированная ОАР Ки-диапазона является универсальной антенной, так как позволяет работать как с левой, так и с правой круговой поляризацией. Предложенную ОАР можно использовать в качестве приемо-передающей антенной системы, обеспечивая развязку между приемником и передатчиком с помощью типа поляризации: круговой правой для передачи и круговой левой для приема либо наоборот. Таким образом, можно более эффективно и плотно использовать выделенный для радиосвязи частотный диапазон.

Список литературы

1. Feng-Chi E. Tsai, Bialkowski M.E. Designing a 161-element ku-Band microstrip reflectarray of variable size patches using an equivalent unit cell waveguide approach // IEEE transactions on antennas and propagation. 2003. Vol. 51. No. 10. P. 2953–2962.

2. Гладкоскок И.Д., Токарский П.Л., Шифрин Я.С. Применение поляризационных матриц рассеяния для анализа спирафазных отражательных решеток // В кн. Тезисы докладов 2-й Всесоюз. НТК «Устройства и методы прикладной электродинамики». М.: МАИ, 1991.

АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ОПОРНО-ПОВОРОТНОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕНН

Д. С. Влажин, А. Д. Немшон, В. И. Зуевский, Р. О. Рязанцев (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: vlazhin94@mail.ru

В современном мире для упрощения выполнения однотипных задач, с минимальным участием пользователя, значительная часть механизмов представляет собой автоматизированные системы и устройства. Предлагаемое устройство предназначено для автоматизации измерения диаграммы направленности антенн в дальней зоне. Данное автоматизированное опорно-поворотное устройство, связанное с ПК по интерфейсу UART позволяет пользователю осуществлять поворот антенны на конкретный угол и с конкретной скоростью, при этом достигается высокая точность поворота, обеспечиваемая за счет обратной связи через цифровой бесконтактный магнитный энкондер, расположенный на поворачиваемой оси. Задача разработки данного устройства была поставлена для обновления лабораторного оборудования.

Автоматизированные опорно-поворотные устройства (ОПУ) в настоящее время широко распространены. Они способны манипулировать оборудованием большой массы - на них могут устанавливаться видеокамеры, направленные антенны, прожектора. Например, компания ООО «Радиолайн» изготавливает (ОПУ) по ТЗ заказчика, с точностью позиционирования $\pm 0,1$ градус [1]. Компания ООО «Тайбер» изготавливает (ОПУ) по собственному каталогу разработок, с точностью позиционирования $\pm 0,1$ градус [2].

При исследовании электромагнитного поля, излучаемого антенной, важной характеристикой является диаграмма направленности (ДН) антенны, которая представляет собой графическое изображение зависимости коэффициента усиления (КУ) антенны или коэффициента направленного действия (КНД) антенны от направления антенны в заданной плоскости [3].

Для измерения ДН передающей антенны в дальней зоне, необходимо с достаточно малым, равномерным шагом поворачивать передающую антенну относительно приемной антенны. Достичь этого вручную очень сложно, в связи с: 1) необходимостью измерительной шкалы с достаточной точностью; 2) вероятностью наличия ошибок оператора; 3) присутствием человека в ближней зоне антенны, что может сказаться на результатах измерения. Разработка данного устройства была основана на проблеме измерения ДН направленности зеркальных антенн в дальней зоне, которая заключается в необходимости высокой точности поворота выходного вала ОПУ, вследствие малой ширины главных и боковых лепестков ДН.

Для приведения в движение оси устройства был выбран униполярный шаговый двигатель, так как он обладает возможность быстрого старта, остановки, реверсирования, высокой надежностью, которая связана с отсутствием токовых щеток, возможностью получения очень низких скоростей вращения. Выбранный двигатель имеет шаг в $11,25^{\circ}$. Рекомендуемая 8-шаговая управляющая сигнальная последовательность (полушаговый режим имеет шаг в $5,625^{\circ}$) для данного двигателя была использована для высокой точности позиционирования. Для достижения высокого разрешения по углу поворота используется редуктор, передаточное число которого составляет 64:1. Это означает, что в рекомендованном документацией режиме получается 64 полушага на оборот мотора, помноженное на передаточное число 64 = 4096 возможных угловых положений на полный оборот. Таким образом, минимально возможный угол, называемый далее шагом, на выходной оси редуктора равен $0,08832188^{\circ}$.



Рис. 1. Структурная схема автоматизированного опорно-поворотного устройства для измерения характеристик антенн

Униполярный шаговый двигатель имеет одну обмотку в каждой фазе, но от середины обмотки сделан отвод. Это позволяет изменять направление магнитного поля, создаваемого обмоткой, простым переключением половинок обмотки [4]. При этом существенно упрощается схема управления. Схема управления должна иметь только 4 простых ключа, поэтому для управления двигателем была выбрана микросхема ULN2003, представляющей собой массив транзисторов, включенных по схеме Дарлингтона [5].

Для увеличения точности позиционирования устройства был использован цифровой бесконтактный магнитный энкондер AS5600. Данный датчик имеет возможность измерения угла поворота 0–360° с разрешением 12 бит = 2^{12} = 4096 значений, имеет возможность выбора режимов выхода: аналоговый, РWM или I²C. Присутствует возможность выбора направления приращения измеряемого угла по часовой стрелке или против. Датчик измеряет абсолютную позицию, что означает сохранение данных о положении при отключении питания.

Для управления устройством был выбран распространенный микроконтроллер ATmega328P из семейства AVR имеющий 8-битный процессор, 32 Кб Flash памяти, 2 Кб ОЗУ и 1 Кб EEPROM (постоянная память данных), рабочую частоту 16МГц и интерфейс I2C по которому и осуществляется связь датчика с микроконтроллером.

Было произведено измерение люфта редуктора шагового двигателя, который составляет в среднем $\sim 0.5^{\circ}$. Для микроконтроллера была разработана программа управления шаговым двигателем, которая также обрабатывает данные, полученные с магнитного энкодера. Разработанное ПО, с использованием данных с магнитного энкодера, позволяет корректировать люфт редуктора шагового двигателя, нивелировать влияние пропуска шагов на точность позиционирования.

На графике (рис. 2) приведена зависимость изменения угла, полученного с энкодера, с поворотом на один шаг в интервале 1–30 шагов.

Из графика можно сделать вывод, что средний шаг в достаточной степени согласуется с расчетным шагом и составляет 0,08487294°. С учетом наблюдаемого разброса получаемых данных, угловое положение оси может быть вычислено с точностью $\pm 0,17852427$. Разброс данных на один шаг больше 0,09° может объясняться неравномерностью магнитного поля магнита, не точным расположением магнита относительно датчика, а также нелинейностью зависимости угла на входе и выходе редуктора.



Рис. 2. Зависимость изменения угла с поворотом на один шаг

Управление устройством осуществляется с помощью программного обеспечения (ПО) с ПК для автоматизации измерения ДН в дальней зоне, которое задает скорость в пределах от 1–460 об/мин на валу двигателя и угол, на который требуется повернуть антенну в пределах от 0–360°. После установки антенны в требуемое угловое положение происходит измерение энергии, излучаемой передающей антенной. Затем, ПО про-изводит отправку данных для следующего углового положения, и процесс повторяется.

По окончанию изготовления, устройство будет введено в эксплуатацию для выполнения лабораторных работ по предмету «Устройства СВЧ и антенны» на кафедре радиотехники ИИФиРЭ СФУ.

Список литературы

1. Фирма, производящая ОПУ. (http://radiorf.ru/oporno-povorotnye-ustrojstva-opu)

2. Фирма, производящая ОПУ. (http://www.tiber.su/oporno-povorotnye-girostabilizirovannye-ustrojstvaopuopgu/opu-02-oporno-povorotnoe-ustrojstvo)

4. Ратмиров В.А., Ивоботенко Б.А. Шаговые двигатели для систем автоматического управления. М.: Радио и связь, 1962. 127 с.

5. Мэндл М. 200 избранных схем электроники: пер. с англ. 2-е изд. М.: Мир, 1985. 350 с.

3. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М., 1988. 427 с.

6. Существующее устройство (http://www.tiber.su/oporno-povorotnye-girostabilizirovannye-ustrojstva-opuopgu/opu-02-04-oporno-povorotnoe-ustrojstvo-modif)

7. Существующее устройство (http://nsat.ru/goods/povorotnoe-ustroistvo-nsat-rotator-45-az-el.html)

8. Существующее устройство (http://2ts-engineering.ru/slewing.html)

МЕТОД ЮСТИРОВКИ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ ПО РАДИОСИГНАЛАМ ИСКУССТВЕННЫХ СПУТНИКОВ ЗЕМЛИ

Н. Ю. Воробьев, В. И. Демченко, А. А. Саранов

ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» 344038, г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130 E-mail: rniirs@rniirs.ru

Рассматриваются вопросы юстировки антенн по результатам измерений углового положения искусственных спутников Земли (ИСЗ) с использованием излучаемых ими радиосигналов. Достоинством метода является возможность юстировки антенны по результатам однократных измерений, выполняемых по радиоизлучению одного ИСЗ. Полученные соотношения позволяют показать несмещенность, состоятельность и асимптотическую эффективность получаемых оценок углов, определяющих угловое положение антенны в топоцентрической системе координат (СК) для проведения юстировок антенны. Представлены результаты практического использования рассматриваемого метода.

Введение. Необходимость юстировки антенны определяется неточностью установки, обуславливающей:

отклонение азимутальной оси вращения антенны от геодезического зенита;

отклонение положения электрической оси антенны при нулевом показании датчика угла азимута от направления на географический север;

отклонение положения электрической оси антенны при нулевом показании датчика угла места от плоскости геодезического горизонта.

Теоретические основы методов измерений характеристик и основанных на них способах юстировки антенн рассмотрены в [1, 2].

Недостатками данных методов является необходимость использования трех и более ИСЗ, расположенных на равных угловых расстояниях друг от друга, а также недостаточная точность юстировки, определяемая использованием при юстировке средних арифметических значений вычисленных разностей.

Целью доклада является рассмотрение метода юстировки антенн по радиосигналам ИСЗ, обеспечивающего возможность юстировки антенны с использованием одного ИСЗ, а при использовании двух и более ИСЗ – повышение точности юстировки за счет более точного учета геометрических факторов расположения используемых для юстировки ИСЗ относительно юстируемой антенны.

Решаемые задачи:

1. Получение основных соотношений, определяющих юстировку антенны в топоцентрической системе координат (СК) по радиосигналам ИСЗ.

2. Анализ применимости метода для юстировки антенны по радиосигналам ИСЗ.

Основная часть. Зададим в точке размещения антенны топоцентрическую СК ONEU. Ось ON данной СК лежит в плоскости геодезического горизонта и направлена на географический север, ось OE лежит в плоскости геодезического горизонта и направлена на географический восток, и ось OU совпадает с направлением геодезического горизонта и на-

Основная часть. Положение антенны может быть определено с помощью трех углов Эйлера Ξ , Ψ и Θ , показанных на рис. 1 и описывающих последовательные вращения антенны как твердого тела относительно осей топоцентрической СК [3]. Для этого определим связанную с антенной СК ОХҮZ ось ОZ которой совпадает с осью азимутального привода ось ОY перпендикулярна оси OZ и расположена на плоскости, образуемой лучом направления электрической оси при нулевых координатах азимутального и угломестного датчика и ее проекцией на плоскость OEN а ось OX дополняет оси OY и OZ до правой тройки.



Рис. 1. Взаимное положение топоцентрической СК и СК подвижного средства

Положение ИСЗ в топоцентрической СК является известным и определяется углом места $\varepsilon_n^{(0)}$ и углом азимута $\varphi_n^{(0)}$ (рис. 2, *a*).



Рис. 2. Положение КА в СК: топоцентрической (а) и антенны (б)

Однако из-за несовпадения осей антенны с осями топоцентрической СК O**NEU**, угол места ε_n и угол азимута φ_n (рис. 2, δ) измеряемые по показаниям соответствующих датчиков, отличаются от $\varepsilon_n^{(0)}$ и $\varphi_n^{(0)}$. Несовпадение осей антенны с осями топоцентрической СК *O***NEU** заключается в отклонении азимутальной оси вращения антенны от геодезического зенита, отклонении положения электрической оси антенны при нулевом показании датчика угла азимута от направления на географический север и отклонение положения электрической оси антенны при нулевом показании датчика угла места от плоскости геодезического горизонта.

Взаимосвязь между угловым положением КА в топоцентрической СК *O*NEU и угловым положением, измеряемым антенной, определяется следующим преобразованием

$$\begin{pmatrix} \cos\varepsilon \cdot \cos\varphi \\ \cos\varepsilon \cdot \sin\varphi \\ \sin\varepsilon \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} \\ A_{31} & A_{32} & A_{313} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos\varepsilon^{(0)} \cdot \cos\varphi^{(0)} \\ \cos\varepsilon^{(0)} \cdot \sin\varphi^{(0)} \\ \sin\varepsilon^{(0)} \end{pmatrix},$$
(1)

Элементы матрицы *А* приведены в [3]. Данная матрица построена таким образом, что в неё входят все три угла, определяющие ориентацию антенны в топоцентрической СК. Метод заключается в следующем:

1. Выполняется измерение угловых координат одного или нескольких ИСЗ, с известными координатами в топоцентрической СК.

2. На основе результатов измерений угловых координат ИСЗ, известных в момент проведения измерений угла места и азимута в топоцентрической СК, составляется функционал, связывающий между собой значения углов, определяющих положение ИСЗ и углы Ξ , Ψ и Θ , и, следовательно, ориентацию антенны в топоцентрической СК

$$\Omega(\Xi, \Theta) = \sum_{n=1}^{N} \left\{ B_{4}^{(n)}(\Theta) \cdot \cos^{2} \Xi - B_{5}^{(n)}(\Theta) \cdot \sin 2\Xi + B_{6}^{(n)}(\Theta) \cdot \sin^{2} \Xi - 2\cos \Xi \cdot \left(B_{1}^{(n)}(\Theta) \cdot \cos \varepsilon_{n} \cdot \cos \varphi_{n} + B_{2}^{(n)}(\Theta) \cdot \cos \varepsilon_{n} \cdot \sin \varphi_{n} \right) + 2\sin \Xi \cdot \left(B_{2}^{(n)}(\Theta) \cdot \cos \varepsilon_{n} \cdot \cos \varphi_{n} - B_{3}^{(n)}(\Theta) \cdot \cos \varepsilon_{n} \cdot \sin \varphi_{n} \right) + \cos^{2} \varepsilon_{n} \cdot \cos^{2} \varphi_{n} + \cos^{2} \varepsilon_{n} \cdot \sin^{2} \varphi_{n} \right\}$$

$$(2)$$

в котором

$$B_{1}^{(n)}(\Theta) = \sin \varepsilon_{n}^{(0)} \cdot \sin \beta_{n} + \cos \varepsilon_{n}^{(0)} \cdot \cos \beta_{n} \cdot \cos(\Theta - \varphi_{n}^{(0)}),$$

$$B_{2}^{(n)}(\Theta) = \cos \varepsilon^{(0)} \cdot \sin \beta_{n} \cdot \sin (\Theta + \varphi^{(0)}),$$

$$B_{3}^{(n)}(\Theta) = \sin \varepsilon_{n}^{(0)} \cdot \sin \beta_{n} + \cos \varepsilon_{n}^{(0)} \cdot \cos \beta_{n} \cdot \cos(\Theta - \varphi_{n}^{(0)}),$$

$$B_{4}^{(n)}(\Theta) = \left(\sin \varepsilon_{n}^{(0)} \cdot \sin \beta_{n} + \cos \varepsilon_{n}^{(0)} \cdot \cos \beta_{n} \cdot \cos(\Theta + \varphi_{n}^{(0)})\right)^{2} + \cos^{2} \varepsilon_{n}^{(0)} \cdot \sin^{2} \left(\Theta + \varphi_{n}^{(0)}\right)$$

$$B_{5}^{(n)}(\Theta) = \left(\sin \varepsilon_{n}^{(0)} \cdot \sin \beta_{n} + \cos \varepsilon_{n}^{(0)} \cdot \cos \beta_{n} \cdot \cos(\Theta + \varphi_{n}^{(0)})\right) \cos \varepsilon_{n}^{(0)} \cdot \sin(\Theta + \varphi_{n}^{(0)}) - \left(\sin \varepsilon_{n}^{(0)} \cdot \sin \beta_{n} + \cos \varepsilon_{n}^{(0)} \cdot \cos \beta_{n} \cdot \cos(\Theta - \varphi_{n}^{(0)})\right) \cos \varepsilon_{n}^{(0)} \cdot \sin(\Theta + \varphi_{n}^{(0)}) - \left(\sin \varepsilon_{n}^{(0)} \cdot \sin \beta_{n} + \cos \varepsilon_{n}^{(0)} \cdot \cos \varepsilon_{n}^{(0)} \cdot \cos \beta_{n} \cdot \cos(\Theta - \varphi_{n}^{(0)})\right)^{2} + \cos^{2} \varepsilon_{n}^{(0)} \cdot \sin^{2} \left(\Theta + \varphi_{n}^{(0)}\right)$$

$$B_{6}^{(n)}(\Theta) = \left(\sin \varepsilon_{n}^{(0)} \cdot \sin \beta_{n} + \cos \varepsilon_{n}^{(0)} \cdot \cos \beta_{n} \cdot \cos(\Theta - \varphi_{n}^{(0)})\right)^{2} + \cos^{2} \varepsilon_{n}^{(0)} \cdot \sin^{2} \left(\Theta + \varphi_{n}^{(0)}\right)$$

$$\beta_{n} = \arccos\left(\frac{\sin \varepsilon_{n}^{(0)} \cdot \sin^{2} \left(\Theta + \varphi_{n}^{(0)}\right)}{\sqrt{\cos^{2} (\varepsilon_{n}^{(0)}) \cdot \cos^{2} (\varphi_{n}^{(0)} + \Theta) + \sin^{2} (\varepsilon_{n}^{(0)})}}\right)$$

$$n = 1, \dots, N; \quad N = \sum_{m=1}^{M} N_{m}, \quad N_{m} -$$

$$u = n \text{ and } n \text$$

m-го ИСЗ; *М* – число ИСЗ, с использованием которых проводится юстировка антенны.

Данный функционал представляет собой квадратичную невязку, определяемую следующими параметрами:

измеряемыми с использованием юстируемой антенны значениями углов ИСЗ и значениями углов, определяющими положение ИСЗ в топоцентрической СК;

углами Ξ , $\Psi\,$ и $\Theta,$ значения которых уточняют с использованием итерационного алгоритма.

3. Оценки $\hat{\Xi}$, $\hat{\Psi}$ и $\hat{\Theta}$ углов Ξ , Ψ и Θ , определяющих положение антенны в топоцентрической СК, находятся из условия минимизации сформированного функционала по значениям углов Ξ , Ψ , Θ .

Соотношения (1)–(3) позволяют решить невырожденную задачу нахождения двух неизвестных углов Ξ и Θ по результатам измерения угла места и угла азимута КРО с использованием антенны и известным значениям углов места и азимута того же КРО в топоцентрической СК. После нахождения оценок углов Ξ и Θ оценка угла Ψ находится на основе соотношения (6). Преимуществом представленного алгоритма является его вычислительная простота, так как, несмотря на громоздкие выражения, определяющие функционал $\Omega(\Xi, \Theta)$, производные $\partial \Omega(\Xi, \Theta)/\partial \Xi$ и $\partial \Omega(\Xi, \Theta)/\partial \Theta$ имеют простую форму.

Для определения достигнутого результата проанализируем относительную точность юстировки антенны, определяемую как

$$\delta \Xi = \left(\Xi - \hat{\Xi}\right) / \theta_{0,5} ,$$

$$\delta \Theta = \left(\Theta - \hat{\Theta}\right) / \theta_{0,5} ,$$
(4)

где $\delta \Xi$ и $\delta \Theta$ – соответственно ошибки юстировки антенны по углам Ξ и Θ ; $\theta_{0,5}$ – ширина ДН антенны по уровню половинной мощности.

Вид функционала (2) позволяет получить аналитические выражения для экстремумов в (4), что дает возможность не только доказать свойства несмещенности, эффективности и асимптотической состоятельности получаемых оценок углов Ξ , Ψ и Θ для юстировки антенны, но и найти границу Крамера-Рао, определяющую погрешность юстировки антенны.

На рис. 3 приведены зависимости функционала $\Omega(\Xi, \Theta)$ при различных параметрах наблюдения за используемым для юстировки ИСЗ. Сплошной линией показана зависимость при погрешности измерений направления на ИСЗ $\sigma = \theta_{0.5}/100$, точечной линией – при $\sigma = \theta_{0.5}/20$ и штриховой линией – при $\sigma = \theta_{0.5}/10$.

Результаты исследований показали, что наиболее точная юстировка антенны будет достигаться при использовании радиоизлучения ИСЗ, находящихся под большими углами места (в диапазоне углов 80°-90°). При уменьшении угла места КА, используемого для юстировки, зависимость функционала $\Omega(\Xi, \Theta)$ в точке минимума становится более пологой, что и определяет уменьшение точности юстировки.

Увеличение числа измерений одного ИСЗ, выполняемых антенной, как и использование результатов измерений для нескольких ИСЗ позволяет повысить точность юстировки антенны – уменьшить дисперсию оценки углов Ξ , Ψ и Θ . Однако в отличие от известных методов на число ИСЗ и их взаимное положение не накладывается никаких ограничений.

Выводы.

1. Использование матричных преобразований, связывающих угловое положение ИСЗ в топоцентрической СК и СК антенны, позволяет получить аналитические соот-

ношения, определяющие юстировку антенны в топоцентрической СК по радиосигналам ИСЗ. Указанные соотношения определяют функционал для нахождения угловой ориентации антенны в топоцентрической СК. Особенностью функционала является его зависимость только от двух из трех углов, определяющих положение антенны. Это дает возможность простой реализации процедур поиска минимума функционала, что соответствует получению оценок углов Ξ , Ψ и Θ .





2. Использование предложенного метода юстировки антенны на примере использования радиосигналов ИСЗ «AQUA» показало возможность практического использования для юстировки антенн. В частности, метод позволяет добиться точности юстировки $\theta_{0,5}/10$ при проведении однократных измерений направления на ИСЗ по его сигналу с отношением сигнал/шум 20 дБ. Увеличение числа измерений одного ИСЗ или числа измерений для нескольких ИСЗ позволяет при равноточных измерениях уменьшить погрешность юстировки (дисперсии оценок углов Ξ , Ψ и Θ) в \sqrt{N} раз.

Список литературы

1. Методы измерения характеристик антенн СВЧ / Л.Н. Захарьев, А.А. Леманский, В.И. Турчин и др.; под ред. Н.М. Цейтлина. М.: Радио и связь, 1985. 114 с.

2. Гриценко А.А., Мехов В.В. Опыт разработки ситуационного центра для решения задач радиоконтроля в диапазонах частот спутниковых служб // Ионосфера. 2015. № 68. С. 21–24.

3. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). М.: Наука; Гл. ред. физ.-мат. лит., 1977. 832 с.

ВЕРОЯТНОСТЬ ОШИБКИ СТАТИЧЕСКОГО ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЯ

В. К. Воропаев, А. П. Аверченко (научный руководитель)

Омский государственный технический университет 644050, г. Омск, пр. Мира 11 E-mail: Voropaev-vk@yandex.ru

Рассматривается изменение вероятности ошибки при изменении угла прихода полезного сигнала на линейную фазированную антенную решётку с алгоритмом простого диаграммообразования. Измерение проводится путём изменения диаграммы направленности, сигнал при этом всё время вещает с одного направления.

ULA – (Uniform Linear Array) эквидистантная линейная решётка, которая характеризуется тем, что все антенны располагаются на одинаковом расстоянии (10 м друг от друга).

В модели, где сигнал является узкополосным, тогда принятый сигнал на разных антеннах принимается с задержкой и имеет различные фазы.

Принятый сигнал на ФАР с N антеннами описывается формулой:

$$s(t) = v(\theta) S(t),$$

$$\mathbf{v}(\theta) = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\Delta\varphi_1} & e^{j\Delta\varphi_2} & \dots & e^{j\Delta\varphi_{N-1}} \end{bmatrix}^T,$$

$$s(t) = \begin{bmatrix} \dot{S}_0(t) & \dot{S}_1(t) & \dots & \dot{S}_{N-1}(t) \end{bmatrix},$$

где $v(\theta)$ – апертурный вектор решётки – это вектор сдвигов фаз на АЭ падающей на решётку волны, для различных геометрий решёток данный вектор будет отличаться; $\dot{S}(t)$ – сигнал (комплексная огибающая); s(t) – вектор выходных сигналов ФАР.

Разницу фаз между АЭ ФАР рассчитывается по формуле:

$$\Delta \varphi_{N1} = \frac{2\pi f_0}{c} r_{N-1},\tag{1}$$

где

$$r_{N-1} = (N-1)d\sin(\theta). \tag{2}$$

Подставим формулу (2) в (1)

$$\Delta \varphi_{N1} = \frac{2\pi f_0}{c} (N-1) d\sin(\theta).$$

В алгоритме простого диаграмма образования (Convertional Beamforming), необходимо настроится на азимут информационного сигнала и учесть частоту данного сигнала. Для этого используется стиринг-вектор (steering-vector), который произведёт когерентное сложение сигналов со всех антенных элементов линейной AP.

Для правильного когерентного сложение сигналов с ULA, необходимо после приёма сигнала на AP, принятый сигнал перемножить со стиринг-вектором, в котором учитывается азимут и частота сигнала, данный вектор так же называют управляющий вектор:

$$w(\theta) = e^{-jnd\varphi_0}$$

где ϕ_0 – азимут, который необходимо знать для ULA; *n* – номер антенны; *d* – расстояние между антеннами, в нашем случае 10 метров.

Диаграммообразование сигналов с АЭ (сигналы представлены при помощи комплексных огибающих) представляет собой взвешенную сумму этих сигналов. При этом весовые множители являются комплексными (изменяющие амплитуды и фазы) и постоянными для конкретной диаграммы направленности (ДН). При сменен азимута или частоты необходимо пересчитать весовые коэффициенты. На выходе этой схемы образуется сигнал пространственного фильтра.

В данной модели сигнал не меняет своего азимута, но мы путём пересчёта стиринг-вектора подставляем данному сигналу различные бока полученной ДН. Этот принцип представлен в коде Matlab:



В данной модели создаётся диаграмма направленности на азимут 20 градусов, частоты выбраны 5, 12, 18 и 25 МГц, антенных элементов в линейной антенной решётке 8. На полученную диаграмму направленности подаём сигнал с направлений от -90 до +90 градусов. Полученные результаты представлены на рис. 1–4.







Рис. 2. Диаграмма направленности (а) и вероятность ошибки (б) при частоте 12 МГц

б



Рис. 3. Диаграмма направленности (a) и вероятность ошибки (δ) при частоте 18 МГц



Рис. 4. Диаграмма направленности (а) и вероятность ошибки (б) при частоте 25 МГц

Так как расстояние между антенными элементами постоянно и в нашем случае равно 10 метрам и взято 8 антенн, то можно видеть, что на частоте в 5 МГц широкий основной лепесток, поэтому вероятность ошибки при отклонении в несколько градусов от центра ДН меняется несущественно и приём сигнала остаётся возможным, но с чуть большей вероятностью ошибки. Но на частотах 12–18 МГц небольшое отклонение от максимума уже более критично и приводит к большей вероятности ошибки. На 25 МГц мы можем видеть не один, а два равноценных лепестка ДН, поэтому мы смогли принять сигнал с наименьшей вероятностью ошибкой с двух направлений, а не с одного как в предыдущих случаях. Данный случай появился из-за выбора расстояния между антенными элементами.

Список литературы

1. Nevio Benvenuto, Giovanni Cherubini. Algorithms for Communications Systems and Their Applications. 2002. 1285 c.

2. Голдсмит А. Беспроводные коммуникации. М.: Техносфера, 2011. 904 с.

3. Fuqin Xiong. Digital Modulation Techniques. Artech House, Inc., 2006. 1017 c.

ОПТИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКЦИИ СЛАБОНАПРАВЛЕННОЙ ВОЛНОВОДНОЙ АНТЕННЫ

Г. Н. Гореликова, В. В. Прохоренко

Акционерное общество «Центральное конструкторское бюро автоматики» 644027, г. Омск, проспект Космический, 24a E-mail: ckba@omsknet.ru

Представлена слабонаправленная волноводная антенна на волноводе круглого сечения, работающая в диапазоне крайне высоких частот. Рассмотрены различные варианты оптимизации конструкции антенны для получения требуемых характеристик Приведены основные радиотехнические характеристики слабонаправленной волноводной антенны.

В статье рассматривается слабонаправленная волноводная антенна диапазона крайне высоких частот с перекрытием 1,25 [1]. Данная антенна может использоваться в составе антенных систем различного назначения, в частности, в системах амплитудной пеленгации.

На рис. 1 представлена конструкция слабонаправленной волноводной антенны, которая представляет собой круглый металлический волновод (с диэлектрическим заполнением в виде пластины), дополненный рассеивателем в виде проводящего усеченного конуса. Наружная поверхность антенны защищена радиопрозрачным обтекателем.

Достоинством данной антенны является простота конструкции и устойчивость ширины диаграммы направленности в рабочем диапазоне частот в Е- и Н-плоскостях, низкий уровень боковых и задних лепестков.

При размещении антенны на прямоугольном металлическом основании с размерами порядка $10\lambda \times 30\lambda$ (излучающая часть антенны расположена на расстоянии порядка 7λ от края металлической пластины) было обнаружено, что радиотехнические характеристики (РТХ) антенны заметно ухудшаются, появляется большая изрезанность диаграмм направленности, вызванная сильным затеканием токов за края апертуры антенны. Затекание усиливается отражением от наружного обтекателя антенны. На рис. 2 показана структура поля под обтекателем.





Рис. 1. Внешний вид слабонаправленной волноводной антенны

Рис. 2. Структура поля под обтекателем

Была поставлена задача оптимизации конструкции антенны с целью улучшения ее РТХ при размещении антенны на металлическом основании объекта. Требования, предъявляемые к антенне: монотонные диаграммы направленности в рабочем диапазоне частот; ширина диаграммы направленности (ШДН) по мощности по уровню 0,3 по-

рядка 90°; КСВН меньше 1,5; коэффициент эллиптичности в минимуме эллипса поляризации больше 0,4 [2].

Для достижения поставленной цели была построена в САПР ANSYS HFSS трехмерная модель рассматриваемой слабонаправленной волноводной антенны, проведен электродинамический расчет и оптимизация конструкции. На рис. 3–5 приведены основные РТХ антенны (КСВН, коэффициент эллиптичности в минимуме эллипса поляризации, коэффициент усиления в минимуме эллипса поляризации) в чистом виде. На рис. 6–8 сплошной линией представлены диаграммы направленности по мощности при вертикальной поляризации облучающего поля, а пунктирной – при горизонтальной поляризации облучающего поля в чистом виде. На рис. 9–11 показаны диаграммы направленности при размещении ее на металлическом основании.

При проведении оптимизации конструкции антенны были выявлены основные конструктивные элементы, которые оказывают наибольшее влияние на РТХ антенны. К ним можно отнести диэлектрическую пластину, помещенную в круглом металлическом волноводе; радиопрозрачный обтекатель и полимерный радиопоглощающий материал, нанесенный на внешнюю коническую металлическую поверхность антенны.



⁴¹⁹



Рис. 6. Диаграмма направленности антенны в чистом виде на нижней частоте рабочего диапазона



Рис. 7. Диаграмма направленности антенны в чистом виде на средней частоте рабочего диапазона



Рис. 8. Диаграмма направленности антенны в чистом виде на верхней частоте рабочего диапазона



Рис. 9. Диаграмма направленности антенны при размещении на металлическом основании на нижней частоте рабочего диапазона



Рис. 10. Диаграмма направленности антенны при размещении на металлическом основании на средней частоте рабочего диапазона



Рис. 11. Диаграмма направленности антенны при размещении на металлическом основании на верхней частоте рабочего диапазона

В САПР ANSYS HFSS при проведении электродинамических расчетов было проанализировано, какое влияние оказывает каждый из элементов конструкции на РТХ слабонаправленной волноводной антенны.

При рассмотрении различных материалов для диэлектрической пластины и проведении оптимизации ее геометрических размеров стандартными методами оптимизации (генетическим методом и градиентным методом Ньютона) было выявлено, что с увеличением диэлектрической проницаемости материала пластины коэффициент эллиптичности антенны заметно снижается. Стоит отметить значительное влияние геометрических размеров пластины на РТХ антенны в крайне высоком диапазоне частот. Следовательно, нужна большая точность в изготовлении пластины, отклонение размеров от номинальных значений не должно превышать 0,05 мм. При оптимально подобранных размерах и материале диэлектрической пластины можно добиться значений КСВН антенны меньше 1,3 и коэффициента эллиптичности 0,5÷0,8.

Существенное влияние на диаграммы направленности и коэффициент эллиптичности антенны оказывает толщина радиопрозрачного обтекателя, а также его форма в верхней части антенны. При уменьшении толщины радиопрозрачного обтекателя диаграммы направленности при размещении антенны на металлическом основании становятся более монотонными, снижается изрезанность. При больших значениях толщины заметно увеличивается изрезанность диаграмм направленности и уменьшается ШДН. Также при выборе толщины стенки радиопрозрачного обтекателя следует учитывать требования по механическим и прочностным нагрузкам, что накладывает ограничение на минимальную толщину. Для рассматриваемой антенны оптимальным размером стенки радиопрозрачного обтекателя из модифицированного фторопласта Ф-4РМ является толщина порядка 0,12λ. Изменение формы в верхней части радиопрозрачного обтекателя оказывает большое влияние на коэффициент эллиптичности антенны. Если сделать ее не плоской, а дугообразной, то это приводит к увеличению коэффициента эллиптичности, но при этом происходит уменьшение ШДН. Изменением формы верхней части радиопрозрачного обтекателя можно добиться значений коэффициента эллиптичности 0,4÷0,8.

Еще одним фактором, оказывающим существенное влияние на изрезанность и монотонность диаграмм направленности антенны, является наличие полимерного материала, обладающего магнитодиэлектрическими свойствами, нанесенного на внешнюю коническую металлическую поверхность антенны. Материал наносится методом прессования, толщина материала должна быть подобрана оптимально, исходя из требований к диаграммам направленности. Применением в антенне такого материала толщиной порядка 0,2λ можно добиться увеличения ШДН по уровню 0,3 примерно на 10°. При применении полимерного материала может заметно снижаться коэффициент эллиптичности до минимального значения порядка 0,3.

После проведенного анализа с учетом параметров, представленных выше, был выбран оптимальный вариант конструкции антенны, удовлетворяющий предъявляемым к антенне требованиям. Отметим, что достоинством данной конструкции антенны является простота ее изготовления. Внешний вид оптимальной конструкции приведен на рис. 12, где диэлектрическая пластина (внутри круглого волновода) изготовлена из органического стекла СО-120-А толщиной 0,175 λ . Для радиопрозрачного обтекателя выбран материал Ф-4РМ. В верхней части антенны обтекатель имеет дугообразную форму, толщина которой в максимуме составляет 0,22 λ , толщина боковых стенок обтекателя равна 0,22 λ .



Рис. 12. Внешний вид оптимальной конструкции слабонаправленной волноводной антенны

Расчетные радиотехнические характеристики оптимизированной конструкции антенны в чистом виде и при размещении на металлической пластине приведены на рис. 13–20.



Рис. 13. КСВН оптимизированной антенны

Секция «СВЧ-технологии, антенны и устройства»



Рис. 14. Коэффициент эллиптичности оптимизированной антенны



Рис. 15. Коэффициент усиления оптимизированной антенны в минимуме эллипса поляризации



Рис. 16. Диаграмма направленности оптимизированной антенны в чистом виде на нижней частоте рабочего диапазона



Рис. 17. Диаграмма направленности оптимизированной антенны в чистом виде на средней частоте рабочего диапазона



Рис. 18. Диаграмма направленности оптимизированной антенны в чистом виде на верхней частоте рабочего диапазона



Рис. 19. Диаграмма направленности оптимизированной антенны при размещении на металлическом основании на нижней частоте рабочего диапазона



Рис. 20. Диаграмма направленности оптимизированной антенны при размещении на металлическом основании на средней частоте рабочего диапазона



Рис. 21. Диаграмма направленности оптимизированной антенны при размещении на металлическом основании на верхней частоте рабочего диапазона

Из приведенных графиков видно, что слабонаправленная волноводная антенна удовлетворяет поставленным требованиям, ее РТХ при размещении на металлическом основании заметно улучшились.

В заключение еще раз отметим, что в данной статье было проанализировано влияние основных элементов конструкции слабонаправленной волноводной антенны диапазона крайне высоких частот на ее радиотехнические характеристики. Выявлено, что наибольшее влияние на КВСН антенны оказывает диэлектрическая пластина, помещенная внутрь круглого волновода. Коэффициент эллиптичности зависит как от размеров диэлектрической пластины, помещенной внутрь круглого волновода, так и от геометрических размеров и формы верхней части радиопрозрачного обтекателя. Изрезанность диаграмм направленности при установке антенны на металлическое основание объекта можно уменьшить путем правильного подбора толщины стенки радипрозрачного обтекателя и нанесением полимерного материала на внешнюю коническую металлическую поверхность антенны. Применение полимерного материала в антенне также позволяет увеличить ширину диаграмм направленности. Особое внимание стоит уделить точности изготовления деталей, погрешность в изготовлении не должна превышать $\pm 0,05$ мм.

Список литературы

1. Патент РФ №2500057 С1 кл Н01Q 13/02, 2013. Слабонаправленная волноводная антенна.

2. Исследования и перспективные разработки в авиационной промышленности // Статьи и материалы Четвертой науч.-практ. конф. молодых ученых и специалистов «Исследования и перспективные разработки в авиационной промышленности», 24–25 окт. 2007 г. / ОАО «Авиационная холдинговая компания "СУХОЙ"»; ОАО «ОКБ СУХОГО». М., 2007.

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ПОЛОСОЗАПИРАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ В СТРУКТУРЕ ПРОВОДНОЙ АНТЕННЫ V-ТИПА

А.В. Демаков, Т.Т. Газизов

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40 E-mail: vandervals@inbox.ru

Рассматривается метод модернизации действующей антенны V-типа с помощью полосозапирающих фильтров. Исследуется работа генетических алгоритмов по оптимизации параметров фильтров по критерию минимизации КСВН на заданных частотах. Представлены результаты моделирования исходной и оптимизированной конструкций антенны и проведен их анализ.

Обеспечение качественной связи на дальние расстояния является актуальной задачей и имеет важное стратегическое значение [1]. Системы связи КВ-диапазона постоянно модернизируются с целью уменьшения их габаритных размеров [2], улучшения технических характеристик и обеспечения устойчивости сеансов связи в сложной электромагнитной обстановке [3]. Одним из направлений модернизации является применение полосозапирающих фильтров (ПЗФ) в структуре антенны для улучшения её характеристик [4]. В данной работе рассматривается модернизация действующей антенны V-типа с целью улучшения её характеристик на рабочих частотах с помощью ПЗФ.

ПЗФ представляет собой резонансную структуру, пропускающую колебания вне пределов определенной полосы частот. Включение ПЗФ в структуру проводной антенны позволит добиться требуемой электрической длины антенны на требуемых частотах, тем самым обеспечив согласование с питающей линией передачи.

Рассматриваемая структура типа Inverted-V обладает следующими размерами: длина лучей – 16 м, угол между лучами – 65° (рис. 1). Перед выполнением оптимизации был проведен анализ частотной зависимости коэффициента стоячих волн по напряжению (КСВН) исходной конструкции в программах CST MWS и TALGAT [5] (рис. 2).

Как видно из полученных зависимостей, исходная структура антенны согласована с питающей линией передачи на частотах вблизи 4,6 МГц, тогда как во всем остальном рассматриваемом частотном диапазоне КСВН >> 2 (рис. 2). Поэтому в качестве целевой функции оптимизации был выбран минимум КСВН на заданной частоте.



Рис. 1. Общий вид исследуемой антенны типа Inverted-V (*a*) и её модели в программах TALGAT (*б*) и CST MWS (*в*)



Рис. 2. Частотные зависимости КСВН исходной структуры, вычисленные в программах TALGAT (-) и CST MWS (-)

Выбор номиналов ПЗФ и мест их включения в структуру антенны был выполнен в программе TALGAT с помощью генетических алгоритмов (ГА) [5]. На первом этапе оптимизации выполнено включение двух ПЗФ в структуру антенны, расположенных симметрично в каждом луче антенны на расстоянии от точки подключения питания *Len*. Выполнена оптимизация емкости *С* ПЗФ и расстояния *Len* при R = 820 Ом и L = 3,9 мкФ (табл. 1). В качестве целевой функции был выбран минимум КСВН на частоте f = 6 МГц.

Таблица 1

Номер запуска ГА	5 особей, 10 поколений	5 особей, 20 поколений	5 особей, 50 поколений
1	$C = 3,28 \cdot 10^{-10} \Phi$	$C = 3,17 \cdot 10^{-10} \Phi$	$C = 2,75 \cdot 10^{-10} \Phi$
	<i>Len</i> = 0,91 м	<i>Len</i> = 1,05 м	<i>Len</i> = 3,59 м
	KCBH = 2,94	KCBH = 2,34	KCBH = 1,11
2	$C = 4,22 \cdot 10^{-10} \Phi$	$C = 1.66 \cdot 10^{-10} \Phi$	$C = 2,197 \cdot 10^{-10} \Phi$
	<i>Len</i> = 6,10 м	<i>Len</i> = 12,05 м	<i>Len</i> = 8,237 м
	KCBH = 10,89	KCBH = 3,02	KCBH = 1,11
3	$C = 2,5 \cdot 10^{-10} \Phi$	$C = 2,634 \cdot 10^{-10} \Phi$	$C = 2,23 \cdot 10^{-10} \Phi$
	<i>Len</i> = 4,68 м	<i>Len</i> = 4,87 м	<i>Len</i> = 8,062 м
	KCBH = 1,52	KCBH = 1,13	KCBH = 1,085
4	$C = 1,78 \cdot 10^{-10} \Phi$	$C = 2,35 \cdot 10^{-10} \Phi$	$C = 2,718 \cdot 10^{-10} \Phi$
	<i>Len</i> = 10,56 м	<i>Len</i> = 9,02 м	<i>Len</i> = 4.28 м
	KCBH = 2,033	KCBH = 2,10	KCBH = 1,13
5	$C = 2,85 \cdot 10^{-10} \Phi$	$C = 3.93 \cdot 10^{-10} \Phi$	$C = 2.825 \cdot 10^{-10} \Phi$
	<i>Len</i> = 4,13 м	<i>Len</i> = 3,87 м	<i>Len</i> = 2.08 м
	KCBH = 1,39	KCBH = 6,73	KCBH = 1,02

Результаты оптимизации двух ПЗФ в структуре антенны

Наилучший вариант оптимизации данной структуры соответствует $C = 28,25 \text{ н}\Phi$ и Len = 2,08 м, а КСВН = 1,02. Частотная зависимость КСВН оптимизированной структуры антенны, а также её сравнение с КСВН исходной структуры представлены на рис. 2 и 3 соответственно.

На втором этапе выполнена оптимизация четырех ПЗФ, расположенных попарно по два ПЗФ в каждом луче антенны (табл. 2). В качестве параметров оптимизации были выбраны расстояния от точки подключения питания до точки включения ПЗФ *Len*₁ и *Len*₂, емкости C_1 и C_2 , а также индуктивность двух фильтров L_2 при R = 820 Ом и $L_1 = 3,9$ мкФ. Целевой функцией оптимизации выбран минимум суммы КСВН на частотах 3 и 7,5 МГц.



Рис. 3. Частотные зависимости КСВН оптимизированной (–) и исходной (–) структуры антенны с двумя ПЗФ

Таблица 2

Результаты оптимизации четырех ПЗФ в структуре антенны

Номер запуска ГА	5 особей, 20 поколений	5 особей, 50 поколений
1	$C_1 = 1,04 \cdot 10^{-10} \Phi, C_2 = 3,63 \cdot 10^{-10} \Phi$	$C_1 = 4,99 \cdot 10^{-9} \Phi, C_2 = 9,956 \cdot 10^{-11} \Phi$
	<i>Len</i> ₁ = 9,99 м, <i>Len</i> ₂ = 2,73 м	<i>Len</i> ₁ = 14,1 м, <i>Len</i> ₂ = 3,06 м
	$L_1 = 5,754 \cdot 10^{-6}$ Гн	$L_1 = 9,82 \cdot 10^{-6} \ \Gamma \mathrm{H}$
	КСВН = 2,79 на f = 3 МГц	КСВН = 2,67 на f = 3 МГц
	КСВН = 2,78 на <i>f</i> = 7,5 МГц	КСВН = 3.69 на <i>f</i> = 7,5 МГц
2	$C_1 = 6,468 \cdot 10^{-10} \Phi, C_2 = 1 \cdot 10^{-9} \Phi$	$C_1 = 3,57 \cdot 10^{-10} \Phi, C_2 = 9,14 \cdot 10^{-11} \Phi$
	$Len_1 = 1,5 \text{ M}, Len_2 = 7,01 \text{ M}$	$Len_1 = 4,43 \text{ M}, Len_2 = 4,06 \text{ M}$
	$L_1 = 4,54 \cdot 10^{-7} \Gamma \mathrm{H}$	$L_1 = 8,79 \cdot 10^{-6} \ \Gamma \mathrm{H}$
	КСВН = 5,98 на f = 3 МГц	КСВН = 1,31 на f = 3 МГц
	КСВН = 2,26 на f = 7,5 МГц	КСВН = 1,97 на f = 7,5 МГц
3	$C_1 = 4,19 \cdot 10^{-10} \Phi, C_2 = 9,46 \cdot 10^{-11} \Phi$	$C_1 = 1,763 \cdot 10^{-10} \Phi, C_2 = 3,214 \cdot 10^{-10} \Phi$
	$Len_1 = 8,76 \text{ M}, Len_2 = 4,11 \text{ M}$	$Len_1 = 4,54 \text{ M}, Len_2 = 7,01 \text{ M}$
	$L_1 = 9,84 \cdot 10^{-6} \Gamma_{\rm H}$	$L_1 = 6,53 \cdot 10^{-6} \ \Gamma \text{H}$
	КСВН = 1,77 на f = 3 МГц	КСВН = 2,82 на f = 3 МГц
	KCBH = 2,15 на $f = 7,5$ МГц	KCBH = 2,57 на $f = 7,5$ МГц
4	$C_1 = 8,875 \cdot 10^{-9} \Phi, C_2 = 8,96 \cdot 10^{-11} \Phi$	$C_1 = 8,634 \cdot 10^{-9} \Phi, C_2 = 1,12 \cdot 10^{-10} \Phi$
	$Len_1 = 5,37 \text{ M}, Len_2 = 1,91 \text{ M}$	$Len_1 = 0,72 \text{ M}, Len_2 = 1,98 \text{ M}$
	$L_1 = 9,18 \cdot 10^{-6} \Gamma \mathrm{H}$	$L_1 = 7,13 \cdot 10^{-6} \ \Gamma \mathrm{H}$
	КСВН = 3,27 на f = 3 МГц	КСВН = 8,24 на <i>f</i> = 3 МГц
	<u>КСВН = 4,03 на = 7,5 МГц</u>	КСВН = 4,45 на <i>f</i> = 7,5 МГц
5	$C_1 = 8,079 \cdot 10^{-9} \Phi, C_2 = 1,18 \cdot 10^{-10} \Phi$	$C_1 = 3,211 \cdot 10^{-10} \Phi, C_2 = 9,269 \cdot 10^{-11} \Phi$
	$Len_1 = 0,218$ м, $Len_2 = 3,98$ м	$Len_1 = 7.9 \text{ M}, Len_2 = 2,86 \text{ M}$
	$L_1 = 9,078 \cdot 10^{-6} \Gamma \mathrm{H}$	$L_1 = 9,89 \cdot 10^{-6} \ \Gamma \text{H}$
	КСВН = 3,95 на f = 3 МГц	КСВН = 1.54 на f = 3 МГц
	КСВН = 4,99 на f = 7,5 МГц	КСВН = 2.13 на f = 7,5 МГц

Анализ полученных результатов показал, что наилучший вариант оптимизации соответствует $C_1 = 35,7$ нФ, $C_2 = 0,915$ пФ, $Len_1 = 4,43$ м, $Len_2 = 4,06$ м, $L_1 = 8.79$ мкГн. При данных номиналах ПЗФ КСВН = 1,31 на частоте f = 3 МГц и 1,97 на частоте f = 7,5 МГц. Частотная зависимость КСВН представлена на рис. 4.

Таким образом, в данной работе показано успешное применение ГА для задач поиска экстремума целевых функций на примере КСВН рассмотренной антенны. Вычислительный эксперимент показал, что включение двух и четырех ПЗФ позволяет уменьшить КСВН на заданных частотах до приемлимого значения (рис. 3, 4). В дальнейшем планируется апробировать реализацию лучшей полученной структуры на практике и оценить её характеристики.



Рис. 4. Частотные зависимости КСВН оптимизированной (–) и исходной (–) структуры антенны с четырьмя ПЗФ

Список литературы

1. Wide-Band High-Frequency Antennas for Military Vehicles: Design and testing low-profile half-loop, inverted-L, and umbrella NVIS antennas / M. Ignatenko, S. Sanghai, G. Lasser, B. Allen, R. Smith, M. Notaros, D.S. Filipovic // IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2016. Vol. 58. Is. 6. P. 64–74.

2. Белянский В.Б., Прошин А.Б., Худяков К.Н. Антенны ДВ, СВ и КВ диапазонов цифрового звукового вещания уменьшенных габаритов // Т-СОММ - Телекоммуникации и транспорт. 2013. № 8. С. 28– 29.

3. Лях Б.А., Кондратенок В.А. Моделирование системы радиомониторинга сигналов адаптивных систем радиосвязи коротковолнового диапазона // Системный анализ и прикладная информатика. 2015. № 2. С. 50–53.

4. Газизов Т.Т. Синтез оптимальных проводных антенн. Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2013. 120 с.

5. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. 2015. № 2(36). С. 45–50.

6. Иванов И.А., Сопов Е.А. Исследование эффективности стандартного генетического алгоритма // Актуальные проблемы авиации и космонавтики. 2011. № 7. С. 319–320.

МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ФИЛЬТР Wi-Fi ДИАПАЗОНА

В. С. Исаков, В. П. Разинкин (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет 630073, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20 E-mail: isakovy@bk.ru

Рассмотрен неотражающий микрополосковый фильтр для Wi-Fi систем, выполненный на основе тандемного направленного ответвителя. Фильтр отличается повышенной избирательностью за счет использования в фильтровых структурах двухмодовых резонаторов.

В настоящее время микрополосковые линии передачи широко используются при создании различных микроволновых устройств дециметрового и сантиметрового диапазона. К современным микроволновым устройствам предъявляются повышенные требования к форме амплитудно-частотных характеристик (АЧХ), надежности и массогабаритным показателям. В связи с этим одной из актуальных задач современной радиоэлектроники является разработка микрополосковых частотно-избирательных устройств с техническими характеристиками, обеспечивающими требуемый уровень качества согласования и подавления внеполосных спектральных составляющих.

В настоящей работе проведено исследование и разработка неотражающего фильтра, согласованного как в полосе пропускания, так и в полосе заграждения. Фильтр выполнен на основе тандемного направленного ответвителя, в двух рабочих каналах которого включены фильтровые структуры.

Принцип работы такого полосно-пропускающего согласованного фильтра заключается в следующем [1]. Мощность входного сигнала делится трехдецибельным направленным ответвителем поровну и поступает на выходы рабочих плеч ответвителя, нагрузками которых являются режекторные фильтры с пленочными резистивными нагрузками. Спектральные компоненты сигналов, попадающие в полосу режектирования фильтров, отражаются от входов фильтров и поступают на выход устройства. Спектральные компоненты сигналов, не попадающие в полосу режектирования, проходят через фильтры и поступают в поглощающие плёночные нагрузки. Таким образом, AЧХ полосового фильтра полностью задаётся полосой режекции фильтров и в данной структуре результирующая АЧХ соответствует полосовому фильтру. Высокое качество согласования в широком диапазоне частот определяется только частотными свойствами пленочных нагрузок и не зависит от частотных свойств ответвителя, так как режекторные фильтры хорошо согласованы в широкой полосе частот (за исключением полосы режектирования), значительно превышающей полосу рабочих частот направленного ответвителя.

В качестве режекторного фильтра использована структура третьего порядка с четвертьволновыми связями и последовательными колебательными контурами, показанная на рис. 1. На рис. 2 приведен график частотной зависимости обратных потерь данного режекторного фильтра. Анализ частотных свойств режекторного фильтра показал, что для обеспечения полосы пропускания Wi-Fi диапазона необходимо увеличить расчетную полосу запирания рассматриваемого режекторного фильтра в 1,3 раза и расстроить крайние контура относительно центральной частоты, которая равна 2,4 ГГц.

На рис. 3 приведена схема полосового фильтра, выполненный на основе тандемного направленного ответвителя с режекторными фильтрами, включенными на выходе рабочих плеч. Результат компьютерного моделирования АЧХ полосового фильтра представлен на рис. 4.

Секция «СВЧ-технологии, антенны и устройства»



Рис. 1. Режекторный фильтр

Рис. 2. Обратные потери режекторного фильтра



Рис. 3. Полосовой фильтр на основе тандемного направленного ответвителя



Рис. 4. АЧХ полосового фильтра

Для повышения технологичности фильтра был произведен эквивалентный переход от последовательных контуров на сосредоточенных элементах к резонатору, содержащему отрезок короткозамкнутой микрополосковой линии передачи, как показано на рис. 5. При переходе было использовано условие равенства крутизны реактивного сопротивления последовательного контура и эквивалентного резонатора, которое справедливо на центральной частоте и в ее окрестности [2, 3].



Рис. 5. Эквивалентный переход от последовательного контура к резонатору с короткозамкнутым отрезком линии передачи

На рис. 6 приведен график частотной зависимости коэффициента стоячей волны по напряжению (VSWR) на входе полосового неотражающего фильтра с резонаторами на короткозамкнутых микрополосковых отрезках линий передачи.



Рис. 6. Частотная зависимость коэффициента стоячей волны полосового фильтра

Таким образом, описанный высокоизбирательный фильтр отличается высоким качеством согласования и обеспечивает выполнение требований по электромагнитной совместимости в различных телекоммуникационных и радиотехнических системах дециметрового и сантиметрового диапазона.

Список литературы

1. Патент РФ № 2174737. Полосовой СВЧ-фильтр / В.А. Хрусталев, Ю.В. Востряков, В.П. Разинкин, М.А. Рубанович. Опубл. 10.10.2001 в БИ № 28.

2. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т. 2. М.: Связь, 1971.

3. Разинкин В.П., Хрусталев В.А., Матвеев С.Ю. Широкополосные управляемые СВЧ устройства высокого уровня мощности: монография. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2008. 316 с. (серия «Монография НГТУ»).
РЕАЛИЗАЦИЯ ЩЕЛЕВОГО МОСТА НА ИНТЕГРИРОВАННОМ В ПОДЛОЖКУ ВОЛНОВОДЕ

А. С. Кислица, О. А. Назаров, В. С. Панько (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: Jlifeunder@yandex.ru

Описывается конструкция волноводного щелевого моста, предназначенного для связи двух прямоугольных волноводов через широкую стенку. Данные переходы могут использоваться как в обычных металлических волноводах, так и в интегрированных в подложку волноводах *SIW*. Приведены результаты моделирования распределения электрического поля и коэффициента отражения.

Существует большое количество разновидностей переходов между прямоугольными волноводами, которые также называются волноводно-щелевыми мостами. Мосты предназначены для передачи энергии между параллельными волноводами, имеющими общую широкую или узкую стенку. Для этой цели в общей стенке волноводов прорезаются отверстия, имеющие круглую, прямоугольную, крестообразную и другую форму.

В простейшем случае, связь между волноводами осуществляется через продольную или поперечную щель. Полоса пропускания такого перехода составляет не более нескольких процентов от центральной частоты. На рис. 1, 2 приведены примеры щелевых переходов на основе продольной и поперечной щели для волновода сечением 22,86x10,16 мм и соответствующие коэффициенты отражения переходов.



Рис. 1. Переход с поперечной щелью, коэффициент отражения

Длина поперечной щели составляет 14,3 мм, а её ширина 2,5 мм. Отступ от глухой стенки волновода $\lambda_{\rm B}/2$. На данном рисунке видно, что полоса пропускания по уровню –20 дБ равна 0,67 ГГц, или 6,7 процентов от центральной.

В переходе с продольной щелью длина щели 15,03 мм, а её ширина 2,5 мм. Отступ от глухой стенки волновода $\lambda_{\rm B}/4$. Полоса пропускания по уровню –20 дБ равна 0,01 ГГц или 0,1 процент от центральной частоты.

Расширения рабочей полосы частот до 10-15 % можно добиться с помощью более сложных типов переходов. На рис. 3 показан комбинированный щелевой переход. В сечении волновода, расположенном в области двух продольных щелей, колебание основного типа *TE*₁₀, преобразуется в волну типа *TEM* (рис. 4) [3].



Рис. 2. Переход с продольной щелью, коэффициент отражения



Рис. 3. Комбинированный волноводно-щелевой мост (слева), его поперечное сечение (справа)



Рис. 4. Распределение электрического поля волны типа *TE*₁₀ в области сплошных волноводов (слева) и волны типа *TEM* в области щелей (справа)

На рис. 5 видно, что полоса пропускания комбинированного щелевого моста по уровню коэффициента отражения ниже минус 20 дБ равна 1,5 ГГц, что составляет 15 процентов. Длина продольных щелей 16 мм, а их ширина 7 мм, длина поперечной щели 8,5 мм, а её ширина 7 мм.

Описанная конструкция комбинированного щелевого моста может быть применена для волновода, интегрированного в подложку (*substrate integrated waveguide, SIW*), центральная частота 33 ГГц [2]. На рис. 6 показано распределение электрического поля волны типа *TEM* в щелевом *SIW*-переходе в области щелей.



Рис. 5. Коэффициент отражения комбинированного щелевого моста



Рис. 6. Распределение поля в области щелей

При изготовлении *SIW*-перехода в силу технологических сложностей может возникнуть неплотное прилегание широких стенок верхнего и нижнего волноводов, образуется зазор. Для проверки его влияния проведено моделирование также и при наличии воздушной прослойки между волноводами толщиной 0,1 мм.

Результаты расчетов коэффициента отражения щелевого *SIW*-перехода приведены на рис. 7. При отсутствии воздушного зазора между широкими стенками волноводов полоса пропускания по уровню минус 20 дБ равна 3 ГГц (10 процентов) [1]. Введение зазора между волноводами не критично изменяет коэффициент отражения: при этом ширина полосы по уровню минус 20 дБ уменьшилась, и составила 2,55 ГГц или 7,7 процентов от центральной частоты.

Полученные значения рабочей полосы частот волноводно-щелевых переходов являются приемлемыми, поскольку наиболее часто технология SIW используется для изготовления волноводно-щелевых антенных решеток. Антенны данного типа сами по себе являются узкополосными.



Рис. 7. Влияние воздушного зазора между волноводами на коэффициент отражения

Список литературы

1. Jose Manuel inclan Alonso, Gloria Amazares Colderon, Manuel Sierra Perez. SIW antenna with polarizer at Ku band // IEEE transaction on Antennas and Propagation.

2. Jean-François Zürcher, Marc Esquius-Morote, Juan R. Mosig, Benjamin Fuchs. Novel Thin and Compact H-Plane SIW Horn Antenna // IEEE transaction on Antennas and Propagation.

3. Григорьев А.Д. Электродинамика и микроволновая техника: учебник для вузов. 2-е изд. доп. СПб.: Лань, 2007. 704 с.

ПОСТРОЕНИЕ ДВУХДИАПАЗОННЫХ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИХ ТРАКТОВ ВЫСОКОГО УРОВНЯ МОЩНОСТИ ДЛЯ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

В. И. Демченко, А. Е. Коровкин, Д. Я. Раздоркин, А. В. Шипулин

ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» 344038, г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130 E-mail: rniirs@rniirs.ru

Рассмотрены особенности построения многодиапазонных приемопередающих антенно-волноводных трактов (ABT) высокого уровня мощности. Подробный анализ выполнен для двухдиапазонного ABT с совмещением на прием и передачу *C*- и *Ku*-диапазонов частот. Приведены характеристики ABT в режиме приема/передачи и достигаемое повышение электрической прочности ABT.

Введение. Постоянное увеличение объемов передаваемой информации обуславливает необходимость использования как в направлении «Земля-КА», так и в направлении «КА-Земля» все более высокочастотных диапазонов в системах спутниковой связи (ССС). При этом и ранее освоенные диапазоны остаются полностью загруженными. Использование в указанных условиях в наземном сегменте ССС однодиапазонных зеркальных антенн приводит к увеличению количества последних в составе комплексов приема-передачи информации и, как следствие, к увеличению стоимости комплексов при вводе и последующей эксплуатации. Наиболее целесообразным в указанных условиях является построение многодиапазонных зеркальных антенн (M3A), обеспечивающих прием в нескольких диапазонах частот сигналов требуемых поляризаций.

Построение эффективных многодиапазонных приемных антенно-волноводных трактов (ABT) достаточно подробно рассмотрено в ряде работ [1–6]. Однако построение многодиапазонных приемопередающих ABT имеет ряд особенностей, связанных, прежде всего, с предотвращением пробоя в тракте. Наиболее характерными элементами и участками, в которых может возникать пробой, являются разветвители, фильтры на основе волноводных структур, ребра канавок гофрированных рупоров, ответвители моды H_{21} в системах с моноимпульсным автосопровождением, неоднородности в секциях поляризаторов и т. д.

Целью доклада является рассмотрение технических решений, используемых для исключения возникновения пробоя в двухдиапазонных приемопередающих ABT при излучении высокого уровня мощности.

Решаемые задачи:

1. Анализ возможности использования основных технических решений по исключению возникновения пробоя в двухдиапазонных приемопередающих АВТ при излучении высокого уровня мощности.

2. Реализация технических решений в двухдиапазонных приемопередающих АВТ при излучении высокого уровня мощности.

Основная часть. Основными техническими решениями по исключению возникновения пробоя в передающем ABT являются:

заполнение внутреннего объема АВТ сухим газом под давлением;

добавлением газов, содержащих галоиды, хотя эти газы могут вызывать коррозию металла, с поиском путей защиты ABT от коррозии металлов, не увеличивая при этом потери в волноводах;

выбор параметров элементов антенно-волноводного тракта, в частности, поперечного сечения волноводов, размеров щелей в ответвителях высшей моды, размеров канавок в рупоре, обеспечивающих необходимые электрические характеристики АВТ.

Первое и второе направления исключения возникновения пробоя подробно изучены и описаны в ряде работ, например [7]. Менее изученным для случая многодиапазонных антенн является третье направление. Это связано с необходимостью учета ряда взаимоисключающих факторов:

для исключения возникновения пробоя в передающем антенно-волноводном тракте его размеры необходимо увеличивать;

для многодиапазонного тракта существуют оптимальные размеры элементов ABT, при которых обеспечивается наиболее высокая эффективность M3A.

В работе в [3] показано, что показатель эффективности МЗА при совмещении *J* диапазонов может быть определен с помощью зависимости

$$\mathcal{G} = \prod_{j=1}^{J} \prod_{i=1}^{4} \left(H_{j,i}^{(0)} F_1(\sigma_{j,i}^2) F_2(K_{j,i}) \right)^{m_j}, \tag{1}$$

где $H_{j,i}^{(0)}$ – шумовая добротность МЗА для сигналов *i*-й поляризации в *j*-м диапазоне частот; $F_1(\sigma_{j,i}^2)$ – множитель, учитывающий среднее снижение ОСШ из-за неточности наведения антенны; $\sigma_{j,i}^2$ – дисперсия ошибки наведения антенны на КА; $F_2(K_{j,i})$ – множитель, учитывающий снижение ОСШ из-за эффектов деполяризации сигнала на трассе распространения и в тракте МЗА и определяемый коэффициентом поляризационной развязки $K_{j,i}$ (КПР); $m_{j,i}$ – весовой коэффициент, учитывающий необходимость различных значений ОСШ в канале связи в зависимости от требуемой вероятности битовой ошибки и вида используемой модуляции, а также энергетические параметры радиоканала *j*-го диапазона частот.

Приведенная функциональная зависимость (1) позволяет выбрать параметры, определяющие оптимальные размеры элементов ABT. Далее для увеличения электрической прочности производится увеличение размеров элементов ABT при постоянном контроле показателя эффективности [8].

На практике, как правило, используются первое и третье направления, связанные с выбором размеров элементов ABT и заполнением газом под давлением одновременно. Таким образом, одновременный учет двух факторов дает возможность создавать ABT, имеющий требуемую электрическую прочность и обеспечивающий заданную эффективность M3A.

Реализация технических решений в двухдиапазонных приемопередающих АВТ при излучении высокого уровня мощности. На рис. 1 приведен двухдиапазонный приемопередающий АВТ излучения высокого уровня мощности, обеспечивающий:

прием сигналов в *C*- и *Ки*-диапазонах частот и передачу сигналов в этих же диапазонах частот (соотношение центральных частот в указанных диапазонах составляет 1,7);

автосопровождение с использованием моноимпульсного метода в *Ки*-диапазоне частот;

прием и излучение сигналов круговых или линейных поляризаций.

Для исключения возникновения пробоя в ABT были изменены параметры гофрированного рупора, модового трансформатора, размеры щелей ответвителя моды H_{21} . Это позволило увеличить электрическую прочность ABT в высокочастотном диапазоне на 40 % (в нижнем диапазоне частот электрический пробой при заданных уровнях мощности не возникал, максимальная температура нагрева элементов ABT не превышала 60 °C).



Рис. 1. Двухдиапазонный приемо-передающий тракт с соотношением центральных частот 1,7

При данных значениях параметров обеспечивались следующие характеристики ABT:

максимальное значение КСВН в нижнем/верхнем диапазоне частот не превысило 1,48/1,61 (при оптимальных параметрах АВТ не выше 1,35/1,45);

равномерность частотной зависимости КСВН в нижнем/верхнем диапазоне частот не менее 0,7/0,8 (при оптимальных параметрах АВТ не менее 0,75/0,81);

коэффициент использования поверхности антенны, обеспечиваемый рупорным облучателем в составе тракта в нижнем/верхнем диапазоне частот не менее 0,65/0,62 (при оптимальных параметрах ABT не менее 0,71/0,68);

потери в ABT в нижнем/верхнем диапазоне частот не более 0,6/0,8 дБ (при оптимальных параметрах ABT не выше 0,5/0,6 дБ);

снижение крутизны пеленгационной характеристики в *Ки*-диапазоне диапазоне частот не более 0,7 дБ (при оптимальных параметрах АВТ не выше 0,6 дБ);

Суммарное снижение эффективности антенны, определяемое соотношением (1) при этом составило 1,4 дБ.

Выводы.

1. Проведенный анализ технических решений по исключению пробоя в ABT показал необходимость совместного использования заполнение внутреннего объема ABT сухим газом под давлением и изменения параметров элементов антенно-волноводного тракта. При этом изменение параметров ABT для достижения требуемой электрической прочности с учетом возможного снижения эффективности ABT и антенной системы в целом должно обеспечивать реализацию требуемых характеристик излучения и согласования.

2. При построении приемопередающего ABT с совмещением на прием и передачу *C*- и *Ku*-диапазонах частот для повышения электрической прочности использовалось параметры гофрированного рупора, модового трансформатора, размеры щелей ответвителя моды H_{21} . Это позволило увеличить электрическую прочность ABT в высокочастотном диапазоне на 40 % при снижении эффективности ABT не более 1,4 дБ.

Список литературы

1. Balanis C.A. Antenna Theory: Analysis and Design. 3rd ed. Hoboken, New Jersey: John Willey & Sons, 2005. 1136 p.

2. Коровкин А.Е., Раздоркин Д.Я., Шипулин А.В. Многодиапазонные облучатели зеркальных антенн на основе конических гофрированных рупоров // Антенны. 2012. Вып. 9 (184). С. 19–23.

3. Выбор показателей и критерия эффективности облучателя многодиапазонной зеркальной антенны системы спутниковой связи / Д.Д. Габриэльян, В.И. Демченко, А.Е. Коровкин, Д.Я. Раздоркин // IX Всерос. науч.-техн. конф. «Радиолокация и радионавигация». 23–25 нояб. 2015 г. Сб. докладов. М.: Изд. JRE – ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. С. 52–57.

4. Коровкин А.Е., Раздоркин Д.Я., Шипулин А.В. Многодиапазонные облучатели зеркальных антенн на основе конических гофрированных рупоров // Антенны. 2012. Вып. 9 (184). С. 19–23.

5. Антенно-волноводные устройства многодиапазонных зеркальных антенн / А.Е. Коровкин, Д.Я. Раздоркин, А.Л. Шлаферов, А.В. Шипулин // Антенны. 2011. Вып. 12 (175). С. 38–41.

6. Коровкин А.Е., Раздоркин Д.Я., Шипулин А.В. Особенности проектирования облучателей двухзеркальных антенны // Труды Междунар. науч. конф. «Излучение и рассеяние электромагнитных волн» ИРЭМВ-2007. Таганрог, Россия, июнь 25–30, 2007 г. Т. 1. С. 160.

7. Райзер Ю.П. Физика газового разряда: науч. издание. 3-е изд. перераб и доп. М.: Интеллект, 2009. 736 с.

8. Фельдштейн А.Л., Ярвич Л.Р., Смирнов В.П. Справочник по элементам волноводной техники. М.: Сов. радио, 1967.

ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР *X*-ДИАПАЗОНА НА ЩЕЛЕВЫХ РЕЗОНАТОРАХ В ЗАПРЕДЕЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ

Д. С. Коротченко, А. С. Волошин (научный руководитель)

ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет» 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: korotchenko-2012@mail.ru

Исследовано поведение собственной добротности нерегулярного щелевого резонатора от его конструктивных параметров электродинамическим численным анализом 3D-модели. Разработана конструкция миниатюрного полосно-пропускающего фильтра четвертого порядка на щелевых резонаторах в запредельном волноводе. Перспективность представленной конструкции фильтра доказывают его амплитудно-частотные характеристики.

Известно, что волноводные фильтры обладают минимальными потерями в полосе пропускания по сравнению с аналогами. Такие фильтры хорошо зарекомендовали себя в стационарной радиоаппаратуре, где требование минимальных потерь имеет более важное значение, чем габаритные и весовые показатели. В первых конструкциях волноводных фильтров роль резонаторов выполняли отрезки волноводов, связь между которыми осуществлялась с помощью индуктивных или емкостных диафрагм [1]. Преимуществами таких конструкций являются технологичность изготовления и простота настройки. К недостаткам здесь можно отнести большие габариты конструкций и близкое расположение паразитных полос пропускания. В конструкциях фильтров на запредельных волноводах с резонансными структурами внутри в виде стержней и щелевых резонаторов паразитные полосы пропускания удается существенно «отодвинуть» в область высоких частот [2]. Следует отметить, что рабочие полосы таких фильтров находились в запредельной области частот для волноводов, образуемых в результате помещения пластины с диафрагмами в исходный прямоугольный волновод. В середине прошлого столетия активно исследовались фильтры на продольно-ориентированных в центре запредельного волновода тонких металлических пластинах с резонансными диафрагмами [3]. Однако, как оказалось, такие конструкции чувствительны к различным механическим воздействиям (вибрации, удары). В настоящее время с появлением программ трехмерного электромагнитного моделирования различных структур стало возможным синтезировать фильтры на щелевых резонаторах, изготовленных в металлических пластинах любой толщины. Следует отметить, что конструкции на резонансных штырях в запредельном волноводе являются менее прочными и нетехнологичными, чем конструкции на щелевых резонаторах. Поэтому проектирование и разработка миниатюрных фильтров на щелевых резонаторах в запредельном волноводе – важная и актуальная задача. В настоящей работе представлены результаты теоретических исследований характеристик волноводно-щелевых резонаторов и полосно-пропускающих фильтров на их основе.

Исследуемый щелевой резонатор длиной l и шириной h (рис. 1), изготовленный в металлической пластине толщиной t, располагается в центре отрезка прямоугольного волновода типа МЭК-100 (a = 22.86 мм; b = 10.16 мм) параллельно узкой стенке (в *E*-плоскости волновода). Для удобства изготовления щели прямоугольной формы ее края сделаны скругленными. Отличительной конструктивной особенностью исследуемого резонатора является прямоугольный вертикальный выступ, расположенный по центру щели, имеющий длину $z = 0.33 \cdot l$, величину x и глубину погружения внутрь щели, равную y. На частоте основной моды, когда вдоль щели укладывается половина длины волны, выступ играет роль емкости, величина которой прямо пропорциональна параметру y. По сути, представленный щелевой резонатор аналогичен нерегулярному микрополоско-

вому резонатору, в котором «раздвижка» полуволновой и волновой мод является максимальной [4]. Все конструктивные параметры резонатора представлены на рис. 1.



Рис. 1. Конструкция щелевого резонатора в запредельном волноводе (*a* – поперечное сечение, *б* – продольное сечение)

Одной из важнейших характеристик любого резонатора является его собственная добротность, которая определяет уровень минимальных потерь в полосе пропускания фильтров, создаваемых на основе исследуемого резонатора. Величина добротности определяется конструктивными параметрами резонатора, а также электродинамическими параметрами материалов и сред, используемых в его конструкции. В связи с этим в САПР «*CST Microwave Studio*» была создана модель представленного резонатора и проведены исследования зависимости его собственной добротности от конструктивных параметров на частоте основной моды. В качестве заполняющей среды резонатора использовался вакуум ($\varepsilon = 1$), а стенки – выполнены из меди ($\sigma_s = 5.7 \cdot 10^7$ См/м). Входная мощность подавалась на резонатор через широкополосный коаксиально-волноводный переход (КВП).



Рис. 2. Графики зависимости собственной добротности щелевого резонатора от его конструктивных параметров

Предварительно КВП настраивался так, чтобы отражения на его коаксиальном входе при условии идеального согласования волноводного входа не превышали уровень $R_{\text{max}} = -25$ дБ. Для ослабления влияния подводящих линий на поле внутри резонатора с помощью параметра *s* подбиралась такая связь с КВП, чтобы уровень прямых потерь на частоте первой моды был не больше $L_{\text{max}} = -30$ дБ. Для объективного сравнения исследуемых характеристик резонатора длина щели *l* подбиралась такой, чтобы частота основной моды была равна $f_0 = 10$ ГГц. Исследования проводились в зависимости от параметров *t*, *h*, *x* и *y* при прочих одинаковых параметрах: *a* = 22.86 мм и *b* = 10.16 мм. Результаты исследований представлены на рис. 2. На вставках представлены значения параметров, которые оставались неизменными.

Как показали исследования добротности представленного резонатора, ее величина меньше всего изменяется с ростом толщины пластины t, в то время как с ростом ширины щели h значение величины Q изменяется значительно. Представленные графики позволяют выбрать оптимальные параметры для резонатора с целью построения фильтров на их основе. В связи с этим, на основе резонатора с параметрами t = 1 мм, h = 5 мм, x = 1 мм и y = 0 мм были синтезированы фильтры 4-го порядка, конструктивные параметры пластины с щелевыми резонаторами которого представлены на рис. 3.



Рис. 3. Конструктивные параметры пластины с щелевыми резонаторами волноводного фильтра 4-го порядка

Известно, что для настройки любого фильтра согласно техническому заданию необходимо обеспечить равенство собственных частот всех резонаторов с учетом имеющейся связи с соседними элементами, соответствующую связь крайних резонаторов с подводящими линиями и связь самих резонаторов друг с другом. В исследуемом фильтре первое условие достигалось подбором значений параметров l_1 и l_2 . Второе и третье условие достигалось подбором значений параметров s_1 , s_2 и s_3 , при этом следует отметить, что связь между резонаторами здесь является исключительно индуктивной.

Все фильтры настраивались в САПР «*CST Microwave Studio*» на одинаковую центральную частоту $f_0 = 10$ ГГц и относительные ширины полосы пропускания, равные 2 %, 3 % и 4 %, при этом $z_1 = 0.33 \cdot l_1$, $z_2 = 0.33 \cdot l_2$. Максимумы обратных потерь в полосе пропускания не превышали уровня $R_{\text{max}} = -16$ дБ. Амплитудно-частотные характеристики (AЧX) синтезированных фильтров представлены на рис. 4. Следует отметить, что в созданной расчетной модели учитывались потери в металле (медь, $\sigma_s = 5.7 \cdot 10^7$ См/м), из которого сделаны стенки волновода и диафрагма. Как показал расчет, прямые потери в полосе пропускания для синтезированных конструкций фильтров оказались равными 0.2–0.4 дБ.



Рис. 4. Рассчитанные АЧХ волноводных полосно-пропускающих фильтров 4-го порядка

В таблице представлены значения конструктивных параметров щелевых резонаторов в пластине для каждой из настроенных конструкций фильтров. Следует отметить, что отличительной особенностью синтезированных фильтров является высокая чувствительность к изменению конструктивных параметров, в связи с чем значения в таблице приведены с точностью до 3-го знака. Как следствие, в реальных конструкциях таких фильтров необходимы подстроечные элементы. Также следует отметить, что фильтры, исследованные в данной работе, являются узкополосными. Для создания широкополосных фильтров необходимо усиливать связь крайних резонаторов с подводящими линиями, а также самих резонаторов друг с другом. Это означает, что следует уменьшать величины параметров s_1 , s_2 и s_3 , что в итоге может привести к усложнению изготовления и ухудшению прочности конструкции.

Таблица

$\Delta f/f_0, \%$	<i>l</i> ₁ , мм	<i>l</i> ₂ , мм	<i>s</i> ₁ , MM	<i>S</i> ₂ , MM	<i>s</i> ₃ , MM
2	13.914	13.936	3.016	10.755	11.845
3	13.886	13.938	2.100	8.670	9.700
4	13.868	13.956	1.490	7.280	8.285

Известно, что наличие нерегулярности в микрополосковом резонаторе, не только позволяет «отодвинуть» частоту второй моды вверх по частоте, но и существенно уменьшить размеры самого резонатора [4]. В связи с этим в данной работе для сравнения был синтезирован фильтр 4-го порядка с y = 2 мм при прочих равных конструктивных параметрах резонаторов (h = 5 мм, t = 1 мм, x = 1 мм) и параметрах АЧХ ($f_0 = 10 \ \Gamma \Gamma \mu$, $\Delta f/f_0 = 4\%$, $R_{max} = -16 \ д$ Б). Оказалось, что в фильтре, АЧХ которого представлена на рис. 5, общая длина фильтра равна L = 81.47 мм, в то время как в фильтре с выступами, «погруженными» внутрь щелей, L = 49.68 мм. Следует отметить, что АЧХ более короткого (модифицированного) фильтра оказалась идентичной характеристикам исходного фильтра.



Рис. 5. Рассчитанные АЧХ волноводного полосно-пропускающего фильтра 4-го порядка в широком диапазоне частот

Таким образом, из представленных в работе результатов видно, что исследованный волноводно-щелевой резонатор обладает широкими потенциальными возможностями создания волноводных полосно-пропускающих фильтров на его основе. Конструктивные особенности резонатора позволяют не только уменьшать размеры фильтра, но и включать подстроечные элементы для настройки характеристик фильтра после изготовления.

Список литературы

1. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. М.: Связь, 1971.

2. Fritz Ardt. E-Plane Integrated Circuit Filters with Improved Stopband Attention // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. 32. P. 1391–1394. Oct. 1984.

3. Микроэлектронные устройства СВЧ / Н.Т. Бова, Ю.Г. Ефремов, В.В. Конин, А.Ф. Невгасимый, Б.Д. Солганик. К.: Техника, 1984. 184 с.

4. Беляев Б.А., Тюрнев В.В., Шихов Ю.Г. Микрополосковый диплексер на двухмодовых резонаторах // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-Техника. Вып. 2. 1997. С. 20–24.

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ НЕЭКВИДИСТАНТНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

В. П. Кривощеков, А. А. Неудакин (научный руководитель)

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж) 394064, г. Воронеж, ул. Старых большевиков, 54a E-mail: ircneuss@mail.ru

Рассмотрены математические модели амплитудной диаграммы направленности и геометрии излучающих раскрывов неэквидистантных антенных решеток, и проведен анализ направленных свойств круговой, эллиптической и выпуклой антенных решеток

Перспективным направлением при разработке радиолокационной техники является применение активных фазированных антенных решеток и их использование в составе бортовых радиолокационных систем. На практике в ряде случаев находят применение кольцевые (круговые, эллиптические) и выпуклые антенные решетки (AP), которые относятся к неэквидистантным AP [1]. Переход от эквидистантного расположения излучателей к неэквидистантному позволяет придать AP ряд новых свойств: при увеличении расстояния между излучателями сохраняется однолепестковая диаграмма направленности (ДН) (для эквидистантных систем появляются главные максимумы высших порядков); уменьшение уровня боковых лепестков в неэквидистантных AP с равноамплитудным распределением; при заданной ширине ДН число излучателей у неэквидистантной AP может быть меньше, чем у эквидистантной AP, при одинаковых размерах AP.

Математическая модель ДН. Математическая модель ДН неэквидистантной АР строится по принципу сложения сигналов излучателей в дальней зоне. Полагая АР состоящей из одинаковых и одинаково ориентированных излучателей можно представить ее ДН в виде произведения ДН одиночного излучателя на множитель решетки [1]. В этом случае модель амплитудной ДН имеет следующий вид:

$$F(\theta,\varphi) = f_{u_3}(\theta,\varphi) \times \sqrt{\left[\sum_{n=1}^N A_n \cos(\psi_n - \alpha_n)\right]^2 + \left[\sum_{n=1}^N A_n \sin(\psi_n - \alpha_n)\right]^2}, \qquad (1)$$

где θ , φ – углы сферической системы координат; N – число излучателей в решетке; A_n – амплитуда тока, питающего *n*-й излучатель; $f_{u3}(\theta, \varphi)$ – ДН одиночного излучателя, $f_{u3}(\theta, \varphi) = \cos \theta$; ψ_n – фазовый набег волны *n*-го излучателя в направлении θ , φ ; α_n – управляемая фаза в *n*-м излучателе.

Фазовый набег ψ_n и управляемая фаза α_n находятся из следующих соотношений:

$$\psi_n = k(x_n \sin \theta \cos \varphi + y_n \sin \theta \sin \varphi + z_n \cos \theta); \qquad (2)$$

$$\alpha_n = k(x_n \sin \theta_0 \cos \varphi_0 + y_n \sin \theta_0 \sin \varphi_0 + z_n \cos \theta_0), \qquad (3)$$

где k – волновое число ($k = 2\pi/\lambda$, где λ – длина волны); x_n , y_n , z_n – координаты n-го излучателя; θ_0 , φ_0 – углы, определяющие направление излучения.

Согласно соотношениям (2) и (3) необходимо разработать математическую модель излучающего раскрыва для расчета координат излучателей неэквидистантной АР.

Математическая модель геометрии излучающего раскрыва. Излучатели AP размещаются вдоль окружностей (рис. 1). При определении координат излучателей на

окружности x_n , y_n использованы следующие обозначения: μ – угол между прямыми, соединяющими центр круга с соседними излучателями; d – расстояние между излучателями; R – радиус круга для *i*-й окружности. Для определения μ необходимо знать количество излучателей на окружности,

$$\mu = 360/N,\tag{4}$$

где N = L/d (L – длина окружности, $L = 2\pi R$).



Рис. 1. Геометрические параметры АР

Согласно рис. 1 излучатели можно характеризовать углом μ_n определяемым рекуррентным соотношением $\mu_n = \mu$ (*j*-1), где j = 1,2,3... Зная μ_n , можно определить координаты x_n , y_n из следующих соотношений

$$x_n = \mathbf{R} \cdot \cos(\mu_n), \tag{5}$$

$$y_n = \mathbf{R} \cdot \sin(\mu_n). \tag{6}$$

Для выпуклой AP изменяется координата *z* для излучателей, расположенных на *i*-й окружности,

$$z_n = \Delta z \cdot (k - 1), \tag{7}$$

где Δz – шаг между окружностями по оси *z*; k = 1, 2, 3...

Соотношения (4)–(6) представляют собой математическую модель излучающего раскрыва круговой АР. Для получения кольцевой эллиптической АР достаточно добавить в соотношение (5) дробный множитель. Соотношения (4)–(7) представляют собой математическую модель излучающего раскрыва выпуклой АР. На основе данных соотношений в математическом пакете МАТКАД была разработана программа, формирующая массивы для координат x_n , y_n , z_n . Варианты излучающих раскрывов для круговой, эллиптической и выпуклой АР представлены на рис. 2, a-e.

Результаты исследований и их анализ. На основе рассмотренных математических моделей проведены исследования направленных свойств неэквидистантных AP с диаметром (большой осью для эллиптической AP) 30λ . Исследования проводились путем изменения шага между излучателями *d*, расстояния между кольцами ΔR , для выпуклой AP расстояние между кольцами вдоль оси OZ Δz ; и получения зависимостей ширины ДН (ШДН), уровня боковых лепестков (УБЛ) от угла сканирования. На рис. 3 показаны ДН для кольцевых AP (рис. 3, *a*) и выпуклой AP (рис. 3, *б*).



Рис. 2. АР: а – круговая АР; б – эллиптическая АР; в – выпуклая АР



Рис. 3. ДН АР: а – ДН кольцевых АР; б – ДН выпуклой АР

На основе проведенного анализа результатов исследований можно сделать следующие выводы.

1. Для всех неэквидистантных АР ШДН практически остается неизменной при изменении расстояния между излучателями.

2. Для кольцевых АР УБЛ остается неизменным при изменении шага между излучателями, расположенных в кольцах, и изменяется от -17 дБ до -12 дБ при увеличении расстояния между кольцами от одной λ до трех λ .

3. Для кольцевых AP при изменении расстояния между излучателями ближние боковые лепестки не изменяются.

4. Направленные свойства для круговой и эллиптической AP одинаковы при сжатии окружности для эллиптической AP на 0,7λ.

5. Для выпуклой АР при сканировании ближние боковые лепестки размываются и дальние уменьшаются.

6. Неэквидистантные AP позволяют располагать излучатели на относительно большом расстоянии при сохранении требуемых значений ШДН и УБЛ.

Таким образом, полученные результаты моделирования рассмотренных АР могут быть использованы при проектировании бортовых РЛС на основе активных фазированных АР.

Список литературы

1. Лавров А.С., Резников Г.Б. Антенно-фидерные устройства: учеб. пособие для вузов. М.: Сов. радио, 1974. 368 с.

АНАЛИЗ ДОБРОТНОСТИ ДВУХЭЛЕМЕНТНОЙ АНТЕННЫ ПРИ МАЛОМ МЕЖЭЛЕМЕНТНОМ РАССТОЯНИИ

Л. М. Любина, С. А. Петров, М. И. Сугак (научный руководитель)

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина) (СПбГЭТУ «ЛЭТИ») E-mail: invers93@gmail.com

На основе системы связанных интегральных уравнений найдено токовое распределение в системе из двух параллельных вибраторов, затем по частотной зависимости входного сопротивления определены области пониженной добротности и условия максимального отношения КНД к добротности.

Расширение полосы рабочих частот тонкого симметричного вибратора может быть выполнено за счет применения сосредоточенных нагрузок, включенных в разрыв проводника, однако, это уменьшает механическую прочность антенны. В связи с этим более привлекательным выглядит решение с использованием пассивного трубчатого элемента с сильной связью (антенны «Open Sleeve» [1]). Помимо этого, расширение полосы рабочих частот может быть достигнуто применением пассивного элемента в виде тонкого цилиндрического проводника. В данной работе найдена геометрия такой системы, т. е. определены величины l_1 , l_1 , d (рис. 1), соответствующие режиму расширенной полосы частот (низкой добротности). Также определены условия максимального отношения коэффициента направленного действия (КНД) и добротности (D/Q).



Рис. 1. Геометрия системы

Токовое распределение в проводниках антенны находится по известной методике [2] на основе системы связанных интегральных уравнений, которая решается с помо-

щью метода Галёркина, после чего вычисляется входной импеданс, затем по методике [3] вычисляется добротность.

Система связанных интегральных уравнений (СИУ) относительно токов в вибраторах запишется следующим образом:

$$\begin{cases} E_{1z}^{cm}(z) = -\frac{1}{4\pi i\omega\varepsilon} (\frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots) \{ \int_{-L_1}^{L_1} I_1(z') \frac{e^{-ikR_{11}}}{R_{11}} dz' + \int_{-L_2}^{L_2} I_2(z') \frac{e^{-ikR_{12}}}{R_{12}} dz' \} \\ 0 = -\frac{1}{4\pi i\omega\varepsilon} (\frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots) \{ \int_{-L_1}^{L_1} I_1(z') \frac{e^{-ikR_{21}}}{R_{21}} dz' + \int_{-L_2}^{L_2} I_2(z') \frac{e^{-ikR_{22}}}{R_{22}} dz' \} \end{cases},$$
(1)

где $R_{11} = \sqrt{(z-z')^2 + a^2}$ – расстояние между текущей точкой наблюдения на оси и точкой на поверхности первого вибратора; $R_{11} = R_{22}$, $R_{12} = R_{21} = \sqrt{(z-z')^2 + d^2}$ – расстояние между точкой интегрирования на оси первого и точкой наблюдения на поверхности второго вибратора.

Токовые распределения по активному и пассивному элементу представляются в виде разложения:

$$I_1(z) = \sum_{n=1}^{N_1} I_{1n} f_{1n}(z), \quad I_2(z) = \sum_{n=1}^{N_2} I_{2n} f_{2n}(z),$$

где NI, N2 – количество базисных функций на первом и на втором вибраторе; $f_{1n}(z)$ и $f_{2n}(z)$ – базисные функции.

Применяя процедуру Галеркина к СИУ (1), получим систему линейных алгебраических уравнений:

$$\begin{bmatrix} U \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I \end{bmatrix},$$

где U – вектор-столбец размера N1 + N2, соответствующий напряжениям возбуждения в первом и втором вибраторах, в котором первый элемент равен $2U_{01}$ – напряжение дельта-источника напряжения, а остальные элементы вектора равны нулю; [Z] – матрица размером $(N1+N2) \times (N1+N2)$, описывающая взаимодействие отдельных сегментов каждого вибратора; I – искомый вектор-строка (размера N1+N2) амплитуд токов в сегментах первого и второго вибраторов.

Входное сопротивление антенной системы вычислялось по формуле:

$$Z_{in} = \frac{2U_0}{I_1}$$

Далее добротность определялась через входное сопротивление, согласно работе [3]:

$$Q = \frac{kl}{2\operatorname{Re}(Z_{in})} \sqrt{\left(\operatorname{Re}\frac{\partial Z_{in}}{\partial kl}\right)^2 + \left(\operatorname{Im}\frac{\partial Z_{in}}{\partial kl} + \frac{\left|\operatorname{Im}(Z_{in})\right|}{kl}\right)^2}.$$

КНД определялся через базисные коэффициенты по формуле:

$$D = \frac{120}{\operatorname{Re}(Z_{in})} \left[\tan\left(\frac{kl}{4}\right) \left(1 + \frac{2I_1}{I_0}\right) + \tan\left(\frac{kl_p}{4}\right) \left(\frac{I_3 + 2I_4}{I_0}\right) e^{ikd} \right]^2.$$

Полученная математическая модель антенной системы позволила определить область пониженных значений добротности (рис. 2). Этот режим характеризуется малым междуэлементным расстоянием (0.025λ – 0.05λ , где λ – длина волны, соответствующая центральной частоте рабочего диапазона) и укорочением пассивного элемента по отношению к активному приблизительно на 15 %. Направленные свойства в этом режиме практически не отличаются от одиночного уединенного вибратора.

На рис. 2, 3 представлены зависимости добротности системы из активного и пассивного излучателей, нормированные по отношению к добротности одиночного вибратора без пассивного элемента, от отношения kl_2/kl_1 и расстояния между элементами kd. Из рис. 3 видно, что область малой добротности сужается при уменьшении радиуса вибраторных элементов.

Расчетные и экспериментальные частотные зависимости КСВ для одиночного вибратора и системы из активного и пассивного вибраторов, представлены на рис. 4. Из приведённых кривых следует, что использование комбинации из близкорасположенных активного и пассивного элементов позволяет расширить в рассмотренном случае полосу рабочих частот в 1.7 раза по сравнению с одиночным вибратором.



Рис. 2. Зависимость добротности системы из активного и пассивного вибраторов относительно одиночного вибратора Q/Q_0 от соотношения длин вибраторов kl_2/kl_1 и расстояния между вибраторами kd при $kl_1 = \pi / 2$



Рис. 3. Зависимость добротности системы из активного и пассивного вибраторов относительно одиночного вибратора Q/Q_0 от соотношения длин вибраторов kl_2/kl_1 и расстояния между вибраторами kd при $kl_1 = \pi/2$ для различных ka.



Рис. 4. Частотная зависимость КСВ для 1 – системы из двух близкорасположенных вибраторов при $kl_2/kl_1 = 0.67$, $ka = kl_1/100$, kd = 0.157 и $kl_1 = \pi/2$, (FI-метод); 2 – системы из двух близкорасположенных вибраторов при $kl_2/kl_1 = 0.67$, $ka = kl_1/100$, kd = 0.157 и $kl_1 = \pi/2$, экспериментальная зависимость; 3 – одиночный вибратор при $kl = \pi/2$, ka = kl/100 FI-метод

Кроме того, была определена практически важная область максимального отношения D/Q (рис. 5) при расстоянии между диполями от 0.025λ до 0.075λ и отношении длин вибраторов от 0.86 до 0.88. Данный режим можно считать перспективным с точки зрения нахождения оптимального соотношения между относительно высокими значениями КНД и широкополосностью для двухэлементной антенны в директорном режиме.



Рис. 5. Зависимость КНД к добротности системы из активного и пассивного вибраторов D/Q от соотношения длин вибраторов kl_2/kl_1 и расстояния между вибраторами kd при $kl_1 = \pi/2$

Список литературы

1. Li Jian-Ying and Gan Yeow-Beng. Study on open sleeve dipole antenna // IWAT 2005. IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials. 2005. P. 291–294.

2. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Энергия, 1975. 528 с.

3. Yaghjian A. D., Best S. R., Impedance, bandwidth, and Q of antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. April, 2005. Vol. AP-53. P. 1298–1324.

МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ДАТЧИК ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОНСТАНТ МАТЕРИАЛОВ

Д. С. Панин, Б. А. Беляев (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 diman panin@mail.ru

Микрополосковый датчик предназначен для измерения диэлектрических констант диэлектриков разных размеров и форм. Измерение констант производится путем регистрации сдвига полюса затухания на амплитудночастотной характеристике двухзвенной микрополосковой секции, изготовленного на подложке из материала с известными диэлектрическими константами.

Изучение диэлектрических параметров вещества представляют интерес для специалистов разных областей науки и техники. Последние достижения физики привели к необходимости изучения поведения вещества в более широком диапазоне частот, но известные методы измерения диэлектрических параметров веществ в диапазоне сверхвысоких частот имеют сравнительно низкую точность измерений. Для достижения необходимой точности приходится использовать разные методы, в разных диапазонах частот. Но существуют большие трудности при определении с высокой точностью диэлектрических постоянных на границе метрового и дециметрового диапазонов длин волн [1, 2].

Современные достижения в технике высоких и сверхвысоких частот (СВЧ) позволили создать новые методы для измерений, которые удовлетворяют современным требованиям и имеют достаточно высокую точность. Многие исследования в наше время можно проводить при помощи вычислительной техники. Современные компьютеры имеют высокую мощность, что позволяет использовать новые методы измерения диэлектрических характеристик, повышать точность измерения, а также быстро и качественно обрабатывать данные [3].

Всякое изменение в параметрах вещества в зависимости от электромагнитного поля, температуры, давления и др. факторов может послужить для определения диэлектрической проницаемости (ε) и тангенса угла диэлектрических потерь (tg δ) вещества. Эти исследования позволяют выяснить некоторые закономерности в строении молекул вещества [1].



Рис. 1. А. Микрополосковый датчик на двухзвенной микрополосковой секции. 1 – металлизированное основание; 2 – подложка; 3 – линии передачи; 4 – проводники. Б. Конфигурация полосок исследуемых датчиков

Описанный ниже микрополосковый метод [4, 5] измерения диэлектрических параметров материалов на высокой и сверхвысокой частоте не только обладает высокой точностью и позволяет определять эти параметры на широком интервале частот, но и отличается миниатюрностью, надежностью и технологичностью в производстве. Данный метод также очень хорошо согласует электромагнитное моделирование с помощью современного программного обеспечения и эксперимент [3].

Для оценки возможностей микрополоскового метода определения диэлектрической проницаемости материалов были исследованы датчики на двухзвенных микрополосковых секциях, параллельно связанных между собой и имеющих разные конструктивные особенности. Для исследования было использовано программное обеспечение Microwave Studio от компании Computer Simulation Technology (CST) [3].

Датчик состоит из диэлектрической подложки с известными параметрами, имеющей форму параллелепипеда. Одна сторона подложки покрыта металлизированным основанием, которое служит заземлением, на второй стороне размещены два полосковых проводника, которые электромагнитно связанны между собой (рис. 1, *A*).

Геометрия микрополосковых линий (МПЛ) сильно влияет на характеристики датчика [4, 5]. Для исследования были выбраны три наиболее оптимальных конфигурации расположения проводников (рис. 1, *Б*). Размеры подложек имели толщину H = 1 мм и габариты 15×30 мм. Длина МПЛ была L = 25 мм, ширина W = 2 мм, зазор в области образца S = 1 мм. Штрихованные области указывают на место расположения образца, который имеет форму куба с длиной ребра a = 2 мм.



Рис. 2. Полюс затухания на амплитудно-частотной характеристике микрополоскового датчика

Измерение диэлектрических констант образца производится путем регистрации сдвига полюса затухания на амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) датчика (рис. 2). По смещению частоты полюса затухания определяется действительная часть диэлектрической проницаемости образца, а по изменению глубины затухания на частоте полюса – мнимая.

Полюсом затухания считаем точку компенсации емкостной и индуктивной связей, которая обусловлена индуктивным и ёмкостным взаимодействием отрезков МПЛ. При исследовании, было выявлено, что сдвиг частоты, на которой наблюдается точка компенсации, определяется как геометрическими параметрами датчика, так и зависит от диэлектрической проницаемости образца. Это объясняется изменением емкостного взаимодействия между проводниками, так как образец вносит дополнительную емкость во взаимодействие МПЛ. Исходя из этого, были выбраны оптимальные линейные размеры для каждой из трех конструкций, описанных выше. При $\varepsilon \ge 2$ на АЧХ, в основном имеется один полюс затухания, имеющий частоту, меньше частоты полуволнового резонанса. Чувствительность датчика, определяется как сдвигом полюса затухания, так и точностью измерения частоты, на которой он расположен. Точность измерения частоты зависит от «остроты» полюса. «Остротой» полюса считается отношение частотного значения полюса затухания к ширине АЧХ на уровне 3 Дб от уровня потерь на частоте полюса [4].



Рис. 3. Зависимости сдвигов частоты полюсов затухания от изменения диэлектрической проницаемости образца. 1 – конфигурация полосок типа 1; 2 – конфигурация полосок типа 2; 3 – конфигурация полосок типа 3

Для наглядного подтверждения высокой чувствительности прилагаемого метода были сняты зависимости частотного положения полюса затухания от изменения ε образца. Измерения были проведены для каждой из конфигурации полосок с фиксированными значениями диэлектрической проницаемости материала подложки, которые мы взяли равные $\varepsilon = 9.8, 40$ и 80.

Для наглядности, приведены зависимости сдвигов частоты полюсов затухания от изменения ε материала образца при диэлектрической проницаемости материала подложки $\varepsilon = 9.8$ для всех трех конструкций (рис. 3). Как видно из графиков наиболее высокой чувствительностью обладают датчики с конструкцией МПЛ имеющих вид 2 и 3. Но при сравнении этих двух конструкций видно, что график, соответствующий конструкции три имеет линейный характер в интервале $\varepsilon = 0.15$, что свидетельствует о том, что для данной конструкции в этом диапазоне чувствительность остается постоянной. В отличие от предыдущей зависимости, кривая соответствующая второй, не является столь линейной на данном участке, но на отдельных более узких участках, она имеет линейный характер, причем с более высокой чувствительностью. Причиной «скачков» на наблюдаемом графике, служит геометрия проводников, которая вносит существенный вклад в емкостное и индуктивное взаимодействие проводников. Из графиков АЧХ (рис. 4), видно, что соответствующие емкостные и индуктивные области взаимодействия виделивной константами.



Рис. 4. Зависимость сдвига относительного частотного положения полюса затухания от изменения диэлектрической проницаемости образца для конструкции 2

Также стоит обратить особое внимание на величину затухания и соответственно на «остроту» полюса затухания. Как мы видим, на разных участках эта величина существенно отличается друг от друга. Это позволяет с высокой точностью измерять частоту, на которой находится полюс затухания. Исходя из этого, данная конструкция обладает высокой чувствительностью на определение, как действительной части, так и мнимой части диэлектрической проницаемости.

На графике (рис. 5) проведены зависимости для третьей конструкции при разных материалах подложки, отличающихся диэлектрической проницаемостью. Из этого можно сделать следующие выводы. Первое, чувствительность датчика понижается с ростом ε , причем понижается существенно. Второе, чувствительность датчика остается постоянной при измерении образцов имеющих диэлектрическую проницаемость, превышающую приблизительно не более чем в 2 раза диэлектрическую проницаемость подложки.



Рис. 5. Зависимости сдвигов частоты полюсов затухания от изменения диэлектрической проницаемости образца для конструкции 3 при разных материалах подложки. 1 – ε = 9.8; 2 – ε = 40; 3 – ε = 80

Результаты нашего исследования доказывают перспективность микрополоскового метода, основанного на регистрации частоты и глубины полюса затухания на АЧХ, для исследований диэлектрических свойств вещества. Данные датчики имеют ряд преимуществ по сравнению с известными методами. Это малые габариты, простоту построения, возможность использовать разные материалы для подложек, высокую надежность, широкий диапазон рабочих частот. За счет простоты изготовления эти датчики можно изготавливать под конкретную задачу с МПЛ разной геометрией и линейными размерами, перекрывающих нужный диапазон частот, имеющие разные режимы работы и обладающие необходимой чувствительностью.

Список литературы

1. Брандт А.А. // Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах. 1963.

2. Шестопалов В.П., Яцюк К.П. // Методы измерения диэлектрических проницаемостей вещества на сверхвысоких частотах. 1961. С. 722–738.

- 3. Курушин А.А. // Школа проектирования СВЧ устройств в CST Studio Suite. 2014.
- 4. Беляев Б.А., Лексиков А.А, Тюрнев В.В. // ПТЭ. 1995. № 5. С. 123.
- 5. Беляев Б.А., Лексиков А.А, Тюрнев В.В., Шихов Ю.Г. // ПТЭ. 1997. № 3. С. 112.
- 6. Пименов Ю.В., Вольман В.И., Муравцов А.Д. // Техническая электродинамика. 2000.
- 7. Карлинер М.М. // Электродинамика СВЧ. 2006.

ОПТИМИЗАЦИЯ ФОРМЫ ПЛЕНОЧНЫХ СВЧ-НАГРУЗОК

Г. Г. Савенков

Новосибирский государственный технический университет 630073, г. Новосибирск, проспект Карла Маркса, 20 E-mail: gleb savenkov@inbox.ru

На основе метода токовых полос для пленочной СВЧ нагрузки разработана двумерная декомпозиционная модель и составлена эквивалентная схема в сосредоточенном элементном базисе. В соответствии с разработанной моделью исследованы частотные свойства пленочных резисторов различной формы.

Оконечные согласованные нагрузки широко применяются в качестве составных элементов СВЧ-устройств различного функционального назначения: радиопередающих устройств, циркуляторов, переключателей, делителей и сумматоров мощности, направленных ответвителей, а также в радиоизмерительном оборудовании. Основными недостатками используемых в настоящее время коаксиальных и волноводных нагрузок являются значительные габаритные размеры и ограниченный частотный диапазон. Кроме того, конструктивно и технологически сложно обеспечивается отвод рассеиваемой мощности от внутренних диссипативных элементов. Также трудно обеспечить электрическую подстройку элементов согласования.

Обеспечить работу в широкой полосе частот на значительных уровнях СВЧ-мощности представляется реальным при использовании более простой плёночной технологии. По сравнению с мощными коаксиальными и волноводными нагрузками большой мошности пленочные резисторы, нанесенные на диэлектрическую подложку (планарные пленочные резисторы), имеют ряд существенных преимуществ. Они более технологичны, имеют сравнительно малые габаритные размеры, и у них проще конструкция отвода тепловой мощности. Это объясняется использованием в качестве диэлектрической подложки бериллиевой керамики, обладающей теплопроводностью, сопоставимой с теплопроводностью меди. Следует отметить, что пленочная технология изготовления мощных нагрузок совместима с гибридно-интегральной технологией изготовления пассивных и активных микрополосковых СВЧ-устройств различного назначения. При реализации мощных оконечных микрополосковых нагрузок используются тонкоплёночные планарные резисторы, установленные на радиатор с воздушным охлаждением для обеспечения требуемой мощности рассеяния. Плёночные резисторы на мощность 100 Вт и более имеют достаточно большую площадь и уже на частотах 500-1000 МГц представляют собой практически распределённую систему. На более высоких частотах требуются широкополосные согласующие цепи для компенсации влияния паразитных емкостных и индуктивных параметров планарных пленочных резисторов. В настоящее время анализ частотных свойств планарных пленочных резисторов обычно проводится с использованием теории одномерных линий передачи с диссипативными потерями для волн Т-типа, что соответствует квазистатическому подходу. Однако, одномерная модель линии передачи при анализе частотных свойств не позволяет для резисторов большой мощности учесть неравномерность распределения высокочастотного тока в поперечном сечении (вытеснение его с ростом частоты на края резистора). Особенно это касается планарных пленочных резисторов, форма которых отличается от прямоугольной, например, резисторов в виде сектора круга или трапеции.

Одной из важнейших характеристик планарного пленочного резистора является допустимая мощность рассеивания, которая зависит от теплопроводности материала диэлектрической подложки и площади резистивной пленки. Например, для резистора, выполненного на подложке из бериллиевой керамики толщиной 4 мм, при температуре

подложки 110...120 °С (принудительное воздушное охлаждение) удельная мощность рассеяния составляет 50...100 Вт/см². При этом максимальную рабочую частоту мощных плёночных резисторов ограничивают индуктивные и емкостные параметры резистивной плёнки и эффект вытеснения тока на края плёнки, проявляющийся на высоких частотах. Для расширения полосы рабочих частот применяют пленочные резисторы, отличные от прямоугольной формы, в частности, в форме сектора круга. Однако частотные свойства таких планарных пленочных резисторов, используемых в качестве согласованных нагрузок, изучены недостаточно. Поэтому в данной работе решается задача разработки на основе декомпозиционного подхода двумерной модели пленочного резистора сложной формы в виде эквивалентной схемы, в которой учитывается реальное неравномерное распределение высокочастотного тока к краям резистивной пленки. Такая эквивалентная схема наглядно описывает физические процессы в планарном пленочном резисторе, представляющем собой неоднородную микрополосковую линию передачи с диссипативными потерями, что позволяет обоснованно создавать первоначальную структуру для последующего численного электродинамического моделирования с помощью соответствующих компьютерных программ. Предложенный подход обеспечивает высокую точность проектирования и получение полосы рабочих частот, близкой к предельно достижимому значению.

С увеличением частоты происходит вытеснение тока на края плёнки. Для того, чтобы учесть этот фактор, применим метод декомпозиции, то есть представим общий ток в виде токовых полос. Основой метода токовых полос является представление протекающего тока в любом проводнике, в том числе и в плёночном резисторе, в виде отдельных токовых линий или полос, между которыми имеется взаимная индуктивная связь. При этом каждая токовая полоса описывается омической или диссипативной составляющей и реактивными составляющими. Количество токовых полос, на которые производится разбиение общего тока, выбирается исходя из требуемой точности расчёта. В общем случае резистивная плёнка неоднородного резистора может быть разбита на элементарные блоки по двум координатам X и Y, как показано на рис. 1.



Рис. 1. Двумерная декомпозиция резистивной пленки в форме сектора круга, расположенной на диэлектрической подложке

На основе изложенного выше подхода эквивалентная схема для примыкающих друг к другу блоков, которые образуют одну поперечную полосу резистивной плёнки, имеет вид, показанный на рис. 2.

Разбиение резистивной пленки на достаточно большое количество блоков по двум координатам X и Y соответствует обобщению одномерной задачи до уровня двумерной. Данный подход позволяет произвести расчет тока в каждом декомпозиционном блоке.

Для описания частотных свойств резистивной плёнки, составим Z - матрицу комплексных импедансов декомпозиционных блоков, входящих в одну поперечную полосу, показанную на рис. 2:

$$Z = \begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1,m} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2,m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Z_{m1} & Z_{m2} & \dots & Z_{mm} \end{vmatrix} , \qquad (1)$$

где $Z_{ij} = Z_{ji} = j\omega M_{ij}$ – взаимный импеданс между декомпозиционными блоками в соответствующей поперечной полосе; $M_{ij} = M_{ji}$ – взаимная индуктивность между *i* и *j* блоками поперечной полосы; $\omega = 2\pi f$, f – частота высокочастотного сигнала.



Рис. 2. Двумерная эквивалентная схема поперечной полосы резистивной плёнки

Для исследуемого резистора в форме сектора круга элементы матрицы (1) определяются следующим образом:

$$Z_{ii} = R + j\omega L_i, \ j = \sqrt{-1}, \ i = 1, 2...m, \ j = 1, 2...m.$$
(2)

$$L_{i} = \int_{r_{k}}^{r_{k+1}} L'(r)dr , M_{ij} = \int_{r_{k}}^{r_{k+1}} M'_{ij}(r)dr , \qquad (3)$$

где L' – погонная индуктивность декомпозиционных блоков в k-ой поперечной полосе $(k = 1, 2, 3 \dots n); r$ – текущий радиус сектора круга, $k = 1, 2, 3 \dots n; M'_{ij}(r)$ – погонная

взаимная индуктивность декомпозиционных блоков в k- ой поперечной полосе.

Подводимые к блокам напряжения и вызванные этими напряжениями токи, связаны между собой матричным соотношением

$$\begin{array}{c} U_{1} \\ U_{2} \\ \dots \\ U_{m} \end{array} = \begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1m} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Z_{m1} & Z_{m2} & \dots & Z_{mm} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} I_{1} \\ I_{2} \\ \dots \\ I_{m} \end{vmatrix} .$$

$$(4)$$

Для описания в целом частотных свойств пленочного резистора в форме сектора круга Z-матрицу (1) преобразуем в A-матрицу. Далее с помощью перемножения A-матриц каждой поперечной полосы декомпозиционных блоков определяем результирующую матрицу, описывающую весь пленочный резистор, как каскадное соединение n поперечных полос. Задав граничное условие для узкой стороны резистора в виде $U_1 = U_2 = ...U_m = U$ (U – амплитуда входного напряжения), находим по известным A-параметрам входной импеданс относительно противоположного торца. Далее, пересчитав результирующую A-матрицу всего пленочного резистора в Z-матрицу, определяем

распределение токов в поперечном сечении резистивной пленки воспользовавшись матричным соотношением

$$[I] = [Z]^{-1} \cdot [U].$$
⁽⁵⁾

Таким образом, представленные соотношения (1)–(5) позволяют с помощью математических компьютерных программ быстро провести анализ в частотной области и найти параметры первоначальной структуры широкополосной нагрузки. Следует отметить, что если известны параметры эквивалентной схемы, представленной на рис. 2, то ее можно взять в качестве основы для введения в любой схемотехнический редактор компьютерных систем автоматизированного проектирования электронных схем и провести оценку частотных свойств планарного пленочного резистора. Отметим, что для маломощных нагрузок с небольшими поперечными размерами можно перейти к одномерной модели (m = 1). В этом случае схема, представленная на рис. 2, существенно упрощается, но, тем не менее, она описывает одномерную неоднородную линию передачи с диссипативными потерями. Данный подход применим в метровом и дециметровом диапазоне длин волн. В сантиметровом диапазоне необходимо пользоваться двумерной эквивалентной схемой.

В соответствии с разработанной эквивалентной схемой, приведенной на рис. 2, было проведено моделирование частотных свойств планарного пленочного резистора 50 Ом на уровень мощности 100 Вт. В качестве диэлектрической подложки использовалась бериллиевая керамика (относительная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon_r = 6,5$) толщиной 4 мм. Расстояние между выходными электродами резистора составляет 16 мм, угол между боковыми сторонами выбран 30°. Для сравнения было также проведено моделирование частотных свойств планарного пленочного резистора прямоугольной формы, имеющего такую же площадь. Частотные зависимости коэффициента стоячей волны (КСВ) для исследованных резисторов приведены на рис. 3.



Рис. 3. Частотные зависимости КСВ для резисторов в форме сектора круга (1) и прямоугольной формы (2)

Для получения полосы частот, близкой к предельно достижимому значению, на входе исследуемых широкополосных нагрузок были применены внешние согласующие цепи в виде фильтра нижних частот.

Анализ приведенных результатов моделирования частотных свойств показал, что по уровню коэффициента стоячей волны (КСВ), равном 1,1, для планарного пленочного резистора в форме сектора круга удалось расширить полосу частот с 860 МГц до 1000 ГГц по отношению к резистору прямоугольной формы. Таким образом, используя резисторы одинаковой площади, но разной формы, можно обеспечить некоторое расширение полосы рабочих частот при соответствующем снижении допустимого уровня входной мощности.

ПОЛОСКОВЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР СО СВЕРХГЛУБОКИМ УРОВНЕМ ПОДАВЛЕНИЯ В ШИРОКОЙ ПОЛОСЕ ЗАГРАЖДЕНИЯ

М. О. Савишников, А. А. Баскова, А. М. Сержантов (научный руководитель)

ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет» 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: savishnikov2012@yandex.ru

Исследована миниатюрная конструкция полосно-пропускающего фильтра на основе многопроводниковых полосковых резонаторов. В программе электродинамического анализа спроектирован, а затем изготовлен полоснопропускающий фильтр шестого порядка на семипроводниковых резонаторах. Измеренные характеристики фильтра показали, что по сравнению с известными аналогами он характеризуется не только малыми габаритами, но и рекордными уровнями подавления в полосах заграждения. Так измеренная ширина высокочастотной полосы заграждения в 24 раза превышает центральную частоту полосы пропускания при уровне подавления не менее 160 дБ.

Фильтры на многопроводниковых полосковых резонаторах благодаря ряду достоинств по сравнению с традиционными однопроводниковыми резонаторами находят все большее применение в технике СВЧ [1–5]. Многопроводниковые резонаторы обладают рекордной миниатюрностью и добротностью даже в метровом диапазоне длин волн, причем их добротность растет, а размеры уменьшаются с увеличением числа проводников структуры и уменьшением толщины диэлектрических слоев [6]. В тоже время систематических исследований частотно-селективных свойств фильтров на их основе не проводилось. В настоящей работе представлены результаты теоретических и экспериментальных исследований характеристик полосно-пропускающих фильтров на многопроводниковых полосковых резонаторах с числом резонаторов от двух до шести.

Полосковый многопроводниковый резонатор (рис. 1) содержит многослойную структуру, подвешенную между двумя экранами в металлическом корпусе. Структура состоит из полосковых металлических проводников, электромагнитно связанных между собой и разделенных тонкими диэлектрическими слоями. Проводники с нечетными



Рис. 1. Конструкция многопроводникового полоскового резонатора

номерами одним концом замкнуты на экран с одной стороны, а проводники с четными номерами замкнуты одним концом на экран с противоположной стороны.

В ходе исследований были синтезированы фильтры с числом резонаторов от двух до шести, амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) которых представлены на рис. 2. Все фильтры настраивались в программе электродинамического анализа на одинаковую центральную частоту 1 ГГц и относительную ширину полосы пропускания в 10 %. Максимумы обратных потерь в полосе пропускания были на уровне -14 дБ. В каждом из фильтров использовались диэлектрические подложки толщиной $h_{\rm d} = 0.127$ мм и диэлектрической проницаемостью є_г = 2.2, соответствующие материалу RT/Duroid 5880. Каждый из резонаторов представляет собой систему из семи проводников. Высота экранов над проводниками резонаторов 4 мм, длина резонаторов

6.5 мм; ширина полосковых проводников всех резонаторов w = 2 мм, а их длина – около 6 мм (проводники средних резонаторов в фильтрах с числом резонаторов больше двух необходимо укорачивать для обеспечения нужного уровня отражения мощности в полосе пропускания).



Рис. 2. Рассчитанные АЧХ полосно-пропускающих фильтров с числом резонаторов от 2 до 6

Из представленных зависимостей видно, что протяженность высокочастотной полосы заграждения по заданному уровню подавления определяется, в первую очередь, ослаблением мощности на частотах паразитных полос пропускания. На рис. 3 показан график зависимости минимального ослабления в полосе заграждения от числа резонаторов в фильтре. Зависимость получена для полосы заграждения, простирающейся до частоты в десять раз превышающей центральную частоту полосы пропускания (10*f*₀). Видно, что увеличение количества резонаторов фильтра приводит к практически линейному росту ослабления сигнала, выраженному в децибелах. При этом добавление каждого нового резонатора приводит к увеличению затухания в полосе режекции примерно на 40 дБ.

Таким образом, рассчитанные в программе электродинамического анализа зависимости показывают, что для достижения глубоких (120 дБ и более) уровней подавления в широких полосах заграждения фильтров на основе многопроводниковых полосковых резонаторов необходимо использовать многозвенные конструкции с числом резонаторов не менее пяти.

Для экспериментальной проверки возможности реализации полосно-пропускающих фильтров с уникальными характеристиками полосы заграждения был синтезирован и изготовлен фильтр шестого порядка на основе семипроводниковых полосковых резонаторов. Фотография изготовленного макета фильтра представлена на рис. 3. Центральная частота полосы пропускания фильтра $f_0 = 440$ МГц при ее относительной ширине $\Delta f/f_0 = 6$ %. Диэлектрическая проницаемость слоев $\varepsilon = 3.5$ (материал слоев – полиамид толщиной 50 мкм), ширина проводников 2 мм, расстояние от верхнего и нижнего экранов до поверхности многослойной структуры 4 мм, материал проводников – медь. Длина резонаторов при таких конструктивных параметрах составила 7 мм. Площадь полосковой структуры фильтра 7 мм × 45.6 мм или в длинах волн в вакууме на центральной частоте полосы пропускания 0.01λ×0.067λ.



Рис. 3. График ослабления мощности в высокочастотной полосе заграждения (протяженностью 10*f*₀) в зависимости от количества резонаторов фильтра, и фотография изготовленного макета устройства

На рис. 4 представлены измеренные амплитудно-частотные характеристики коэффициента передачи и коэффициента отражения изготовленного макета фильтра. Из представленных зависимостей видно, что фильтр обладает высокой крутизной склонов вблизи полосы пропускания и значительным уровнем затухания в полосах подавления.



Рис. 4. Измеренные АЧХ фильтра шестого порядка в узкой (на вставке) и широкой полосе частот

Так высокочастотная полоса заграждения простирается до частоты $\sim 44 f_0$ при уровне затухания в этой полосе более 60 дБ, а по уровню затухания 160 дБ она простирается до частоты $24f_0$, что является рекордной на сегодняшний день величиной для конструкций полосковых фильтров. При этом фильтр характеризуется значительной миниатюрностью даже на частотах метрового диапазона длин волн.

В таблице приводится сравнение характеристик изготовленного фильтра с известными мировыми аналогами.

Таблица

Источник	<i>f</i> ₀ (МГц)/Полоса (%)	Порядок/Потери (дБ)	Размер (λ)	Полоса заграждения
[1]	2400/5	3/2.4	0.132×0.081	40дБ до 8.76f ₀
[2]	1500/9	2/2.5	0.16×0.12	23.7дБ до 10.6f ₀
[3]	2450/11	2/2.5	0.054×0.045×0.013	26дБ до 4 <i>f</i> 0
[4]	500/20	4/3.5	0.03×0.06	30дБ до 7 <i>f</i> 0
[5]	960/8	3/4.0	0.027×0.13×0.013	30дБ до 5 <i>f</i> 0
Данная работа	440/6	6/5.9	0.01×0.067×0.0125	60дБ до 44 <i>f</i> ₀ 160дБ до 24 <i>f</i> ₀

Конструктивной особенностью изготовленного фильтра является наличие элементов регулировки, позволяющих в небольших пределах изменять резонансные частоты резонаторов и величину их связи между собой, что позволяет достаточно просто настроить фильтр на требуемые параметры полосы пропускания и необходимый уровень отражений СВЧ-мощности в полосе рабочих частот.

Таким образом, из представленных в работе результатов видно, что разработанный фильтр по сравнению с известными полосковыми конструкциями обладает не только меньшими габаритами, но и значительно более протяженной и глубокой высокочастотной полосой заграждения.

Список литературы

1. Peng Chu, Wei Hong, Linlin Dai et al. Wide Stopband Band-pass Filter Implemented With Spur Stepped Impedance Resonator and Substrate Integrated Coaxial Line Technology // IEEE Microwave and Component Letters. No. 4. P. 218–220.

2. Chan Ho Kim and Kai Chang. Wide-Stopband Bandpass Filters Using Asymmetric Stepped-Impedance Resonators // IEEE Microwave and Component Letters. 2013. No. 2. P. 69–71.

3. Xin Dai, Xiu Yin Zhang, Hsuan-Ling Kao, et al. LTCC Band-pass Filter With Wide Stopband Based on Electric and Magnetic Coupling Cancellation // IEEE Transaction on IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol. 2014. No. 10. P. 1705–1713.

4. L. Hepburn and Jiasheng Hong. Compact Integrated Lumped Element LCP Filter // IEEE Microwave and Component Letters. 2016. No. 1. P. 19–21.

5. Hai Hoang Ta and Anh-Vu Pham. Compact Wide Stopband Bandpass Filter on Multilayer Organic Substrate // IEEE Microwave and Component Letters. 2014. No. 3. P. 161–163.

6 Миниатюрный многопроводниковый полосковый резонатор на многослойной подвешенной подложке / Б.А. Беляев, Я.Ф. Бальва, А.М. Сержантов, Ан.А. Лексиков, Р.Г. Галеев // Изв. вузов. Физика. 2015. № 10/3. С. 159–161.

МОДЕЛИРОВАНИЕ УСТРОЙСТВА ИЗМЕРЕНИЯ МАГНИТНОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ НА ОСНОВЕ ЗАПРЕДЕЛЬНОГО КРУГЛОГО ДВУХСЛОЙНОГО ВОЛНОВОДА

А. А. Сутулин, А.А. Жуков (научный руководитель)

Томский государственный университет 634050, г. Томск, пр. Ленина, 36 E-mail: sutulin.a@inbox.ru

Исследованы постоянные распространения запредельного двухслойного круглого волновода с магнитным заполнением при изменении магнитной проницаемости внутреннего и внешнего слоёв. Рассмотрена возможность разработки измерительной секции на основе такой волноведущей структуры.

Разработка технических средств измерения и непрерывного контроля материальных параметров различных сред с использованием элементов СВЧ-тракта (в том числе и волноводных линий передач) является важной научной и практической задачей. В данной работе рассматривается возможность создания устройства на основе двухслойного круглого волновода для измерения и непрерывного контроля магнитной проницаемости материалов и сред.

Результаты исследований показывают, что запредельные круглые волноводы с радиально ступенчатыми на поперечном сечении неоднородностями и измерительные ячейки на их основе являются удачным дополнением к известным средствам измерения и контроля диэлектрической проницаемости материалов и сред на СВЧ [1–4].

В качестве электродинамической модели измерительной ячейки для исследования материальных свойств различных материалов волноводным методом в широком диапазоне частот рассматривается двухслойный круглый волновод, сечение которого представлено на рис. 1. Внутренний слой имеет радиус r_1 , диэлектрическая и магнитная проницаемости равны ε_1 и μ_1 . Внешний слой имеет радиус R_a , диэлектрическая и магнитная нитная проницаемости равны ε_2 и μ_2 .



Рис. 1. Круглый многослойный волновод

Моделирование осуществлялось в САПР CST Microwave Studio 2016 Student Edition. Расчёт постоянных распространения производился методом расчёта в частотной области, все расчёты проведены на частоте 500 МГц.

На рис. 2 представлены результаты моделирования зависимости мнимой части постоянной распространения волны HE₁₁ от отношения радиусов слоёв.

Кривые разных цветов с подписями «mu» рассчитаны для магнитных проницаемостей μ_1 внутреннего слоя равной 100, 40, 20, 5, 2 и 1 соответственно и $\mu_2 = 10$. Из графиков видно, что затухание в волноводе при наличии скачка магнитной проницаемости на границе слоёв существенно зависит от отношения μ_1/μ_2 . Кроме этого, существует оптимальное значение радиусов слоёв, при котором величина коэффициента затухания волны HE₁₁ принимает максимальное или минимальное значение.



Рис. 2. Зависимость мнимой части постоянной распространения волны HE₁₁ от отношения радиусов слоев

На рис. 3 приведены зависимости мнимой части постоянной распространения волны HE_{11} (сплошные линии) от магнитной проницаемости μ_2 внешнего слоя. Расчеты проведены для случая $\epsilon_1 = \epsilon_1 = 2$, $r_1/R_a=0,6$.



Рис. 3. Зависимость мнимой части постоянной распространения волны HE₁₁ от магнитной проницаемости внешнего слоя

Кривые 001, 010, 050 и 100 отражают зависимости постоянной распространения от изменения магнитной проницаемости внешнего слоя от 1 до 100 для случаев $\mu_1 = 1$; 10; 50 и 100 соответственно. Пунктирная линия (m1 = m2) соответствует зависимости мнимой части постоянной распространения волны HE₁₁ в двухслойном волноводе с одинаковыми значениями диэлектрической и магнитной проницаемостей слоев
$(\mu_1 = \mu_2 = 10; \epsilon_1 = \epsilon_2 = 2)$. Как видно из рис. 3, при изменении магнитной проницаемости внешнего слоя от 1 до 100 мнимая часть постоянной распространения волны HE₁₁ может уменьшаться в значительных пределах.

Представленные на рис. 2–3 зависимости мнимой части постоянной распространения волны HE₁₁ круглого двухслойного волновода с различными значениями магнитных проницаемостей слоев можно объяснить изменением структуры поля по сравнению с однородно заполненным волноводом.

Представленные результаты показывают возможность создания на основе отрезков запредельных круглых двухслойных волноводов устройств измерения и контроля магнитной проницаемости различных материалов и сред.

Список литературы

1. Веселов Г.И., Раевский С.Б. Слоистые металлодиэлектрические волноводы. М.: Радио и связь, 1988. 248 с.

2. Раевский А.С., С.Б. Раевский Неоднородные направляющие структуры, описываемые несамосопряженными операторами. М.: Радиотехника, 2004. 112 с.

3. Контроль электрофизических параметров текучих сред радиоволновыми методами на запредельных волноводах / А.А. Жуков, Г.А. Редькин, А.Е. Мудров, В.Я. Хасанов // Дефектоскопия. 1998. № 10. С. 47–58.

4. Жуков А.А., Мещеряков В.А., Редькин Г.А. Запредельные волноводные преобразователи для контроля диэлектрической проницаемости материалов и сред // Ползуновский вестник. 2011. № 3–1. С. 83–85.

КОРРЕКЦИЯ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ РАСКРЫВАЕМОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Д. Д. Габриэльян, Ю. В. Кузнецов, В. О. Петин, Д. С. Федоров, А. Л. Шлаферов

ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» 344038, г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130 E-mail: rniirs@rniirs.ru

Рассматривается метод коррекции амплитудно-фазового распределения (АФР) в плоских антенных решетках (АР) при нарушении геометрии их раскрыва. Приводятся математические соотношения, определяющие требуемую коррекцию АФР с учетом известных геометрических параметров. Определены границы изменения формы излучающего раскрыва, при которых использование предложенного метода позволяет сохранить параметры ДН практически без изменений.

Раскрываемые антенные решетки (АР), состоящие из нескольких секций, находят применение как один из вариантов возимой антенной системы, в котором снимаются ограничения на размер раскрыва, что позволяет формировать узконаправленные сканирующие диаграммы направленности (ДН). Примером таких антенн могут являться антенны систем связи, функционирующих в труднодоступных регионах при проведении поисково-спасательных операций или ликвидации последствий аварий природного и техногенного характера. Наиболее сложной областью применения таких АР является использование в составе космических аппаратов дистанционного зондирования Земли [1]. Размещение антенны на подвижной платформе или ограниченном участке поверхности может приводить к нарушению плоскостности излучающего раскрыва. Для сохранения или минимизации отличия формируемой ДН от ДН, соответствующей штатному развертыванию АР при обеспечении плоского излучающего раскрыва, необходимо осуществление коррекции амплитудно-фазового распределения (АФР) в раскрыве антенны.

Целью доклада является анализ возможности компенсации искажений ДН антенной решетки, обусловленной нештатным развертыванием антенны.

Решаемые задачи:

1. Разработка метода коррекции АФР при изменении геометрии излучающего раскрыва антенной решетки.

2. Исследование уменьшения искажений ДН при нештатном развертывании антенны путем коррекции АФР в раскрыве АР.

Рассмотрим AP, излучающий раскрыв которой, состоящий из M секций по N излучателей, из-за возможных ограничений при развертывании отличается от штатного плоского раскрыва, как показано на рис. 1.

Взаимное расположение и ориентация секций АР друг относительно друга могут быть определены с использованием достаточно простых приборов. Кроме того, известным является требуемое АФР, обеспечивающее формирование ДН $F_0(\theta, \varphi)$ с заданными параметрами при штатном развертывании излучающего раскрыва антенны. Указанная диаграмма может быть представлена следующим образом

$$F_0(\theta,\varphi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \mu_{m,n}^{(0)} W_{m,n}^{(0)} \exp\left[-ik\sin\theta \left(x_{m,n}^{(0)}\cos\varphi + y_{m,n}^{(0)}\sin\varphi\right)\right], \quad (1)$$

где $W_{m,n}^{(0)}$ – комплексный весовой множитель в *n*-м канале диаграммообразующей схемы *m*-й секции AP, обеспечивающий формирование ДH с заданными параметрами при штатном развертывании антенны; k – волновое число; $\mu_{m,n}^{(0)}$ и $x_{m,n}^{(0)}$, $y_{m,n}^{(0)}$ – соответственно ДН и координаты *n*-го антенного элемента в составе *m*-й секции излучающего раскрыва АР.



Рис. 1. Геометрия раскрыва плоской АР, состоящей из нескольких сегментов

При возможных ограничениях на развертывание AP штатное положение может быть обеспечено только для одной (первой) или нескольких секций AP. При этом плоскости отдельных секций раскрыва будут не совпадать. Это приводит к изменению ДН и координат излучателей в секциях с нештатным развертыванием. Соответствующая ДН антенны может быть представлена в виде

$$F_1(\theta,\varphi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \mu_{m,n}^{(1)} W_{m,n}^{(1)} \exp\left[-ik\sin\theta \left(x_{m,n}^{(1)}\cos\varphi + y_{m,n}^{(1)}\sin\varphi\right)\right], \quad (2)$$

где $W_{m,n}^{(1)}$ – комплексный весовой множитель в *n*-м канале диаграммообразующей схемы *m*-й секции AP, обеспечивающий минимизацию искажений ДН при нештатном развертывании антенны; $\mu_{m,n}^{(1)}$ и $x_{m,n}^{(1)}$, $y_{m,n}^{(1)}$ – соответственно ДН и координаты *n*-го антенного элемента в составе *m*-й секции при нештатном развертывании излучающего раскрыва AP.

При известном взаимном расположении и ориентации секций AP определение изменений ДН и координат антенных элементов может быть выполнено на основе преобразований систем координат, приведенных в [2].

При известных параметрах геометрического положения антенных элементов для определения нового АФР, обеспечивающего минимизацию отклонений ДН, формируемой при нештатном развертывании АР, от ДН, полученной в случае штатного развертывания, используем следующее условие

$$F_1(\theta_l, \varphi_l) = F_0(\theta_l, \varphi_l), \tag{3}$$

где θ_l, φ_l – пары углов, задающие направления в пространстве, в которых накладывается условие (3).

Комплексные амплитуды весовых множителей $W_{m,n}^{(1)}$ при выполнении условия $L > N \cdot M$ могут быть найдены из решения системы уравнений [3]

$$\mathbf{W}^{(1)} = \mathbf{Q}^+ \mathbf{F}_0, \qquad (4)$$

где $\mathbf{W}^{(1)}$ – вектор-столбец размерности $N \cdot M \times 1$, элементами которого являются комплексные амплитуды коэффициентов весовых множителей $W_{m,n}^{(1)}$; \mathbf{Q}^+ – псевдообратная матрица для матрицы \mathbf{Q} размерности $N \cdot M \times L$; \mathbf{F}_0 – вектор-столбец размерности $L \times 1$, элементами которого являются комплексные значения ДН, формируемой при штатном развертывании в L направлениях, определяемых парами углов θ_l , φ_l , (l = 1, ..., L).

Матрица **Q**⁺ определяется следующим образом [4]

$$\mathbf{Q}^{+} = \left(\alpha \mathbf{E} + \mathbf{Q}^{*} \mathbf{Q}\right)^{-1} \mathbf{Q}^{*}, \qquad (5)$$

где α – коэффициент регуляризации, выбор которого при использовании данного метода рассмотрен в [3]; **Е** – единичная матрица размерности $N \cdot M \times N \cdot M$; * – знак выполнения операций транспонирования и комплексного сопряжения.

Матрица **Q** представляет собой блочную матрицу, элемент $q_{n,l}$ (n = 1,...,N, l = 1,...,L) *m*-го (m = 1,...,M) блока которой является ДН $\mu_{m,n}^{(1)}(\theta_l,\varphi_l)$ *n*-го излучателя в направлении (θ_l,φ_l) .

Решение переопределенной системы уравнений позволяет получить, как отмечено в [4], АФР, при котором формируемая ДН будет наименьшим образом отличаться от $F_0(\theta, \varphi)$ в среднеквадратическом смысле. Таким образом, соотношения (1)–(5) полностью определяют метод коррекции АФР, обеспечивающий минимизацию изменений ДН, при изменении геометрии излучающего раскрыва антенной решетки.

Для анализа результатов по уменьшению искажений ДН при нештатном развертывании антенны при коррекции АФР в раскрыве АР рассмотрим 3-секционную развертываемую АР, в каждой секции которой расположены по 10 излучателей. На рис. 2– 5 представлены результаты исследований формируемых диаграмм направленности для различных значений отклонений поверхности излучающего раскрыва от плоскости, соответствующей штатному положению секций. Во всех случаях положение средней (второй) секции принималось штатным, а отклонение первой и третьей секции от плоскости определялись углами $\Delta\theta_1$ и $\Delta\theta_3$ соответственно.

Сплошной линией на всех рисунках показано сечение ДН, формируемой плоской AP. Штриховой линией показано сечение ДН, формируемой AP при нарушении геометрии раскрыва: a – до проведения коррекции A Φ P; δ – после проведения коррекции A Φ P.



Рис. 2. ДН антенной решетки при нештатной геометрии размещения секций ($\Delta \theta_1 = 5^\circ$; $\Delta \theta_3 = -5^\circ$): *a* – без коррекции АФР; *б* – с коррекцией АФР



Рис. 3. ДН антенной решетки при нештатной геометрии размещения секций ($\Delta \theta_1 = 5^\circ$; $\Delta \theta_3 = 5^\circ$): *a* – без коррекции АФР; *б* – с коррекцией АФР



Рис. 4. ДН антенной решетки при нештатной геометрии размещения секций ($\Delta \theta_1 = 10^\circ$; $\Delta \theta_3 = -10^\circ$): *a* – без коррекции АФР; *б* – с коррекцией АФР



Рис. 5. ДН антенной решетки при нештатной геометрии размещения секций ($\Delta \theta_1 = 10^\circ$; $\Delta \theta_3 = 10^\circ$): *a* – без коррекции АФР; *б* – с коррекцией АФР

Результаты проведенных исследований позволяют сделать следующие выводы:

1. Использование метода синтеза АФР на основе решения переопределенной системы уравнений позволяет при известной геометрии излучающего раскрыва проводить коррекцию АФР, обеспечивающую минимизацию изменений параметров ДН.

2. Результаты математического моделирования на примере 3-секционной АР показали, что сохранение параметров ДН возможно при любых (симметричных и несимметричных) изменениях формы излучающего раскрыва. Однако, в случае несимметричного изменении формы излучающего раскрыва сохранение параметров ДН возможно при отклонении первой и третьей секций на углы, не превышающие 10 градусов. В то же время при симметричном изменении геометрии эквивалентное ухудшение параметров направленности происходит при углах более 10 градусов.

Список литературы

1. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / В.С. Верба, Л.Б. Неронский, И.Г. Осипов и др. ; под ред. В.С. Вербы. М.: Радиотехника, 2010. 680 с.

2. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). М.: Наука, 1973. 832 с.

3. Волошин В.А., Габриэльян Д.Д., Оводов О.В. Сравнение методов синтеза диаграмм направленности плоской фазированной антенной решетки с эллиптической формой границы раскрыва // Антенны. 2012. Вып. 9 (184). С. 62–65.

4. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. 4-е изд. М.: Наука; Гл. ред. физ.-мат. лит., 1988. 552 с. ISBN 5-02-013722-7.

АЛГОРИТМ СИНТЕЗА АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ В КВАЗИКОЛЬЦЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ

Д. С. Федоров

ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» 344038, г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130 E-mail: rniirs@rniirs.ru

Рассмотрен алгоритм синтеза амплитудно-фазового распределения (АФР) в квазикольцевой антенной решетке (ККАР) по заданной диаграмме направленности. Приведены математические соотношения, определяющие требуемое АФР с учетом известных геометрических параметров ККАР. Определены границы изменения формы контура ККАР, при которых использование предложенного алгоритма позволяет реализовать требуемые параметры ДН с требуемой для практического приложения точностью.

Введение. Квазикольцевые антенные решетки (ККАР) в настоящее время находят широкое применение в системах связи в составе базовых станций, радиопеленгаторных и радионавигационных системах [1-3]. Использование ККАР во многих случаях определяется или необходимостью более сложной геометрии антенны, например, двухкольцевые антенные решетки или ограничениями на размещение излучателей. При этом к диаграммам направленности (ДН) ККАР также как и других антенн зачастую предъявляются противоречивые требования одновременного обеспечения заданной ширины луча и минимально возможного уровня боковых лепестков (УБЛ). Достижимые характеристики направленности в указанных условиях подробно исследованы для линейных антенн и частично для кольцевых антенных решеток (КАР) [4]. Однако в случае ККАР указанные закономерности, связывающие параметры антенны (число излучателей, размеры антенны) с реализуемыми характеристиками направленности (ширина луча и УБЛ) практически не исследованы. Основой проведения указанных исследований может являться алгоритм синтеза амплитудно-фазового распределения (АФР) по заданным требованиям к параметрам ДН и исследование степени совпадения заданной и формируемой ДН.

Целью работы является разработка алгоритма и анализ его применения при определении АФР ККАР по заданным параметрам ДН (ширина луча и УБЛ).

Решаемые задачи:

1. Выбор формы представления ДН с требуемыми параметрами и разработка алгоритма определения АФР ККАР.

2. Анализ эффективности разработанного алгоритма синтеза АФР ККАР по заданным параметрам ДН.

Выбор формы представления ДН с требуемыми параметрами и разработка алгоритма определения АФР ККАР. Наиболее широко используемой на практике формой представления ДН антенны является задание ширины луча ДН и закон изменения УБЛ. Однако такое представление ДН в случае ККАР может приводить к физически нереализуемой ДН. Представление физически реализуемой ДН, как предложено в [5, 6], может проводиться с использованием вспомогательной антенны, физические закономерности, связывающие геометрические параметры, АФР и параметры формируемой ДН, для которой достаточно подробно изучены. При синтезе АФР ККАР такой вспомогательной антенной может являться КАР с близкими геометрическими параметрами.

Рассмотрим *N*-элементную ККАР радиуса, положение излучателей в которой определяется углом $\varphi_n = 2\pi (n-1)/N$ и расстоянием до центра антенны R_n (n = 1,...,N). Формируемая ДН может быть представлена следующим образом

$$F(\varphi) = \sum_{n=1}^{N} A_n \mu_n(\varphi) \exp[-ikR_n \cos(\varphi - \varphi_n)], \qquad (1)$$

где A_n и $\mu_n(\phi)$ – соответственно комплексные амплитуда возбуждения и ДН *n*-го излучателя в составе КАР; k – волновое число свободного пространства.

ДН с требуемыми параметрами определим с помощью соотношения

$$F_0(\varphi) = \Phi(\varphi) \sum_{n=1}^N \mu_n(\varphi) \exp[-ikr\cos(\varphi - \varphi_n)], \qquad (2)$$

где r – параметр (радиус) вспомогательной КАР, значение которого определяется из условия формирования заданной ДН с требуемой шириной луча; $\Phi(\phi)$ – функция, определяющая требуемый закон распределения УБЛ в формируемой ДН.

Предложенное представление вида (2) позволяет независимо варьировать ширину луча и закон изменения УБЛ. Это дает возможность представить ДН с требуемыми параметрами или как физически реализуемую или близкую к физически реализуемой ДН.

Алгоритм формирования АФР в ККАР состоит в следующем:

1. По заданной ширине луча, например, по ширине по уровню половинной мощности $2\Delta \varphi_{0,5}$ при $\Phi(\varphi) = 1$ определяется значение параметра *r*. КАР указанного радиуса и соответствующую ДН, формируемую при равноамплитудном распределении, будем называть вспомогательными.

2. Путем изменения (выбора параметров) $\Phi(\phi)$ описывают заданную ДН $F_0(\phi)$ с различными законами изменения УБЛ.

3. Из решения задачи синтеза находят АФР, обеспечивающее формирование ДН $F(\varphi)$, наименее уклоняющейся от заданной $F_0(\varphi)$.

4. Получаемая взаимосвязь между шириной луча и УБЛ формируемой ДН $F(\phi)$ при различных параметрах КАР представляют собой исследуемые закономерности.

Функция $\Phi(\phi)$ может быть задана различными способами. В частности, при проведении исследований в статье функция $\Phi(\phi)$ определяется в виде

$$\Phi(\phi) = \begin{cases} 1, \quad \phi \in \left[\phi^{(0)} - \Delta\phi_{0,5}, \phi^{(0)} + \Delta\phi_{0,5}\right], \\ \Delta + (1 - \Delta)\cos\left[\left(\phi - \phi^{(0)}\right)/2\right]^{p}, \end{cases}$$
(3)

где $\varphi^{(0)}$ – угловое положение максимума заданной ДН; $0 < \Delta < 1$, p > 0.

Решение задачи синтеза АФР по заданной ДН находится, как предложено в [5], из решения переопределенной системы уравнений, получаемой путем наложения условий $F(\varphi_l) = F_0(\varphi_l)$, (l = 1,...,L). При условии L >> N решение такой системы уравнений обеспечивает минимальное в среднеквадратическом смысле уклонение формируемой ДН от заданной в виде (2) ДН.

Выражение, определяющее искомое АФР имеет вид [6, 7]

$$\mathbf{A} = \left(\mathbf{T}^{+}\mathbf{T}\right)\mathbf{\Gamma}^{+}\mathbf{F}_{0}, \qquad (4)$$

где А – вектор-столбец размерности $N \times 1$, элементами которого являются значения искомых комплексных амплитуд токов A_n , n = 1, ..., N, в излучателях КАР; Т – прямо-

угольная матрица размерности $N \times L$, элементами $t_{n,l}$ которой являются ДН всех N излучателей в L направлениях $t_{n,l} = \mu_n(\varphi_l)$, n = 1,...,N, l = 1,...,L; \mathbf{F}_0 – вектор-столбец размерностью $L \times 1$, элементами которого являются значения заданной ДН $F_0(\varphi_l)$ l = 1,...,L; + – знак эрмитового сопряжения.

Анализ эффективности разработанного алгоритма синтеза АФР ККАР по заданным параметрам ДН. Эффективность предложенного алгоритма синтеза определим с использованием их нормированного среднеквадратического отклонения формируемой и заданной ДН в виде

$$\varepsilon = \frac{\int_{0}^{2\pi} |F_{0}(\varphi) - F(\varphi)|^{2} d\varphi}{\int_{0}^{2\pi} |F_{0}(\varphi)|^{2} d\varphi}.$$
(5)

В качестве одного из возможных случаев использования предложенного алгоритма рассмотрим синтез АФР 16-элементной ККАР, положение излучателей которой определяется уравнениями

$$x_{KKAP}(\varphi) = x_{KAP}(\varphi) \Big(1 - |\varphi - \pi|^a \Big), \ y_{KKAP}(\varphi) = y_{KAP}(\varphi).$$
(6)

Геометрия ККАР (излучатели обозначены ●) приведена на рис. 1. Символами [○] обозначены положения излучателей вспомогательной КАР.



Рис. 1. Геометрия 16-элементной ККАР

При проведении исследований значение *R* выбрано равным 1,5 λ , что обеспечивает наиболее часто используемое при практическом построении КАР и ККАР расстояние между излучателями 0,6 λ . Значение *r* составляет 1,2 λ . Параметр *a*, определяющий геометрию ККАР, равен 0,3. Число направлений *L* во всех случаях выбиралось равным 360, угловые направления φ_l выбирались равномерно в секторе углов [0, 2 π].

Результаты исследований, полученные при различных значениях параметра Δ , определяющего закон изменения, приведены на рис. 2. На поле с индексом «*a*» показана ДН ККАР для случая формирования УБЛ при $\Delta = 0,75$, на рисунке с индексом «*б*» –

ДН ККАР для случая формирования УБЛ при $\Delta = 0,5$, на рисунке с индексом «в» – ДН ККАР для случая формирования УБЛ при $\Delta = 0.25$ и на рисунке с индексом «г» – ДН ККАР для случая формирования УБЛ при $\Delta = 0.125$. Сплошными линиями показаны ДН с заданными параметрами, штриховыми – формируемые ДН ККАР с использованием предложенного алгоритма.



 $a - \Delta = 0.75; \ \delta - \Delta = 0.5; \ \epsilon - \Delta = 0.25; \ \epsilon - \Delta = 0.125$

Значение параметра $\Delta = 1$ не рассматривается, так как формируемая при этом ДН точно совпадает с заданной, но имеет высокий уровень УБЛ, что не представляет практического интереса. При уменьшении параметра ∆ в заданной ДН наблюдается снижение уровня боковых и в большей степени задних лепестков. Аналогично снижение боковых и задних лепестков при сохранении ширины луча ДН происходит и в формируемой ДН. Однако, если при $\Delta = 0.75$ формируемая и заданная ДН практически совпадают, то в дальнейшем уменьшение уровня лепестков практически не происходит. При этом среднеквадратическое отклонение ε при изменении Δ от 0,75 до 0,125 увеличивается и соответственно составляет 0,011; 0,044; 0,067 и 0,075. Увеличение є объясняется тем, что при уменьшении параметра ∆ заданная ДН все больше отличается от физически реализуемой даже в случае КАР и еще в большей степени в случае ККАР. Последнее связано с тем, что при данной геометрии ККАР между шириной луча и уровнем боковых и задних лепестков существует предельное соотношение, которое достигается при уровне задних лепестков минус 20 дБ. Дальнейшее снижение уровня боковых и задних лепестков, как показывают выполненные исследования, могут быть достигнуты при увеличении размеров и соответственно числа излучателей ККАР.

Выводы

1. Выбор формы заданной ДН в виде физически реализуемой ДН, формируемой антенной более простой геометрии, позволяет использовать методы синтеза АФР по заданной комплексной ДН, которые являются более простыми. В качестве такой антенны, обеспечивающей формирование комплексной ДН, предлагается использовать КАР меньшего по сравнению с ККАР радиуса. Предложенный в этом случае алгоритм синтеза АФР для ККАР позволяет при известных положениях излучателей в составе ККАР и заданных параметрах ДН определить АФР, обеспечивающее минимальное в средне-квадратическом смысле отклонение параметров формируемой ДН от заданных параметров, в частности от ДН КАР.

2. Использование предложенного алгоритма синтеза позволяет определить количественные соотношения, определяющие эффективность разработанного алгоритма синтеза АФР ККАР. В частности было показано, что при заданных геометрических размерах существует предельное соотношение между шириной луча и уровнем боковых и задних лепестков ДН. Разработанный алгоритм дает возможность реализовывать эти предельно достижимые соотношения, что определяет его эффективность.

Список литературы

1. Simulation and Analysis of a Microstrip Circular Array Antenna at 15GHz / Lizhong Song [et al.] // Proceedings of 4th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. October, 12-17, 2008. Dalian, China. P. 2251–2255.

2. Wideband and High-Gain Uniform Circular Array With Calibration Element for Smart Antenna Application / Tian Li [et al.] // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2016. P. 230–233.

3. Huaxi Sun, Yilong Lu. DOA Estimation with A Vector Circular Array // IEEE Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation. August, 27–29, 2012. Singapore. P. 287–289.

4. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток: учеб. пособие для вузов / Д.И. Воскресенский [и др.]; под. ред. Д.И. Воскресенского. 3-е изд., доп. и перераб. М.: Радиотехника, 2003. 632 с.

5. Габриэльян Д.Д., Волошин В.А., Оводов О.В. Синтез амплитудно-фазового распределения в антенных решетках с произвольным контуром // Антенны. 2010. № 2 (153). С. 44–47.

6. Алгоритм синтеза амплитудно-фазового распределения в антенной решетке с излучателями, расположенными на линии произвольной формы / Д.Д. Габриэльян, В.И. Демченко, Дан.С. Федоров, Ден.С. Федоров // Доклады IV Всерос. Микроволновой конф. Москва, 23–25 нояб. 2016 г. М.: Издание JRE – ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, 2016. 419 с.

7. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. 4-е изд. М.: Наука, 1983. 552 с.

ИЗГОТОВЛЕНИЕ АЛЮМООКСИДНЫХ ПОДЛОЖЕК ДЛЯ МИКРОПОЛОКОВЫХ СВЧ-СТРУКТУР МЕТОДОМ СКВОЗНОГО ДВУХСТОРОННЕГО АНОДИРОВАНИЯ

Д. Л. Шиманович

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники 220013, г. Минск, ул. П. Бровки, 6 E-mail: ShDL@tut.by

Разработаны технологические способы формирования свободных Al₂O₃-пластин толщиной 100–400 мкм с использованием двухстороннего сквозного анодирования и последующего биполярного анодирования для применения их в качестве оснований для полосковых CBЧ-структур. Получены высокая формо- и трещиноустойчивость при высокотемпературных (> 500 °C) воздействиях, теплопроводность ~20–23 Вт/м·К, относительная диэлектрическая проницаемость ~7,2–7,4.

Известно, что основой конструкции устройств СВЧ-диапазона является диэлектрическая подложка, которая должна обеспечивать не только размещение пленочных пассивных и навесных активных элементов, но и сама должна служить функциональной частью при распространении СВЧ-энергии, т.к. величины емкостных и индуктивных связей, геометрических размеров микрополосковых линий для минимизации потерь СВЧ-энергии определяются диэлектрической постоянной материала и толщиной подложки. Кроме того, СВЧ-подложка должна обладать высоким качеством обработки поверхности, высокой плоскостностью, механической прочностью, термоустойчивостью при нагревании до высоких температур, высокой теплопроводностью, химической инертностью, температурным коэффициентом линейного расширения (ТКЛР), по возможности близким к ТКЛР формируемых слоев для совместимости с процессами осаждения пленок для создания микрополосковых СВЧ-линий [1].

Поэтому весьма актуальным является разработка технологических способов формирования оснований [2-10] для структур СВЧ-диапазона в виде толстослойных (100-400 мкм) свободных Al₂O₃-пластин, которые после проведенных исследований показали, что удовлетворяют всей совокупности перечисленных выше требований.

Объект исследований – пластины на основе свободных пленок наноструктурированного двухслойного пористого Al₂O₃, сформированного методом двухстороннего сквозного анодирования и последующей обработкой биполярным анодированием. Перспективность их использования определяется влиянием параметров их ячеистопористой морфологии, которая может контролироваться электрохимическими и температурными режимами процесса анодирования, на относительную диэлектрическую проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь. Пластины на основе свободных пленок Al₂O₃, полученные двухстадийным, но односторонним анодированием Alфольги и химическим удалением остаточного Al, широко освещены в научных изданиях [11]. Однако такая методика обладает недостатками, связанными с необходимостью маскирования одной из сторон Al и его травлением на заключительной стадии технологического процесса, получением неплоскостных Al₂O₃-оснований с разбросом по толщине и с признаками коробления Al₂O₃-структур из-за градиента температуры электролита и механических напряжений на границе роста Al-Al₂O₃. В настоящей работе представлены технологические приемы формирования подложек на основе Al₂O₃ с использованием двухстадийного двухстороннего анодирования до полного сквозного прокисления исходных Al-пластин. Однако основная проблема при таком подходе связана с высокими требованиями к степени шероховатости и качеству обработки поверхности исходного Al-материала, иначе на заключительной стадии глубокого сквозного двухстороннего анодирования возникает эффект отсечки подвода потенциала, приводящий к появлению локальных недоанодированных Al-включений внутри свободных Al₂O₃-пластин в области стыка двух встречных барьерных слоев, что будет приводить к паразитным емкостным связям и потерям в таких подложках при распространении CBЧсигналов. Ликвидация Al-вкраплений осуществлялась применением биполярного анодирования после основной стадии глубокого сквозного анодирования.

В качестве исходного материала использовалась Al-фольга (99,99 %) толщиной ~80, 220, 280 мкм. После многократной прокатки через полированные валики осуществлялась ее терморихтовка под давлением ~10⁷ Па при 350 °C в течение 1 ч для снятия механических напряжений и увеличения параметров пластичности. Далее штамповкой формировались образцы размером 60×48 мм, и осуществлялась предварительная химическая обработка в CrO₃:H₂SO₄ (1:100) в течение 2–3 мин. Для сглаживания и устранения микронеровностей проводилась электрохимическая полировка Al в электролите на основе хлорной и уксусной кислот (22 % : 78 %) при T ~7-9 °C при напряжении 25-27 В в течение 1 мин. После проведенных операций толщина Al-пластин составляла ~70. 210, 270 мкм. Процесс двухстороннего анодирования проводился в две стадии в 10 % растворе H₂C₂O₄ сначала на глубину ~10–15 мкм в потенциостатическом режиме при U ~20 В при температуре ~16-18 °C (1 стадия), а после этого в том же электролите при той же температуре при ј ~40 мА/см² (2 стадия) для формирования модифицированных пористых анодных слоев Al₂O₃ с комбинированной морфологией. Процесс глубокого двухстороннего сквозного пористого анодирования проводили до падения силы тока в электрохимической ванне практически до нуля при смыкании двух встречнорастущих оксидных слоев. В результате были сформированы свободные анодные пластины с толщиной двухслойного Al₂O₃ ~98, 303, 401 мкм, диаметром двухсторонних пор ~55 нм, общей толщиной барьерных слоев ~170 нм, пористостью ~0,27, но с наличием дефектных локальных Al-включений произвольной формы и разной величины (рис. 1). Коэффициент объемного роста при превращении Al в Al₂O₃ составил ~1,40–1,48.



Рис. 1. СЭМ-фотография поперечного разреза свободной анодной Al₂O₃-пластины толщиной 303 мкм, полученной двухсторонним сквозным анодированием: 1 – поры; 2 – межбарьерная область; 3 – остаточные Al-включения

Основная идея метода биполярного анодирования заключалась в использовании двухкамерной электролитической ванны (рис. 2), где образец свободной Al₂O₃структуры, но с дефектными зонами токопроводящих Al-вкраплений внутри нее, помещался как изолирующая перегородка, с одной стороны которой использовался электролит анодирования (10% H₂C₂O₄), а с другой стороны – буферный электролит (10% CuSO₄). В первую из камер помещался катод, во вторую – анод. При включении тока на одной стороне бипластины напротив Al-включений появлялся положительный заряд, она становилась анодом, и проходил процесс анодного доокисления (анодирования) этих включений, а вторая заряжалась отрицательно, становилась катодом, и наблюдалось восстановление катионов (Cu²⁺) буферного электролита на катодной стороне напротив Al-включений с гарантированным отсутствием искрений и прожогов окисленного слоя в таких зонах.



Рис. 2. Схематическое обоснование биполярного анодирования: 1 – двухкамерная электролитическая ванна; 2 – изолирующая перегородка; 3 – электролит анодирования в катодной камере; 4 – буферный электролит в анодной камере; 5 – свободная Al₂O₃-пластина; 6 – область двух встречных барьерных слоев Al₂O₃; 7 – недоокисленные Al-включения

На рис. 3 представлены сравнительные фото, характеризующие эволюцию проведения процесса биполярного анодирования в течение различного времени: 0; 15; 30 мин. Травление медных налетов для окончательной очистки пластин осуществляли в 60 % HNO₃ в течение 2–3 мин.



Рис. 3. Фото Al₂O₃-пластин до и после проведения процесса биполярного анодирования в течение различного времени: *a* – 0 мин; *б* – 15 мин; *в* – 30 мин

Таким образом, были разработаны технологические способы формирования свободных анодных двухслойных Al₂O₃-пластин с использованием толстослойного двухстороннего сквозного анодирования и последующей обработки биполярным анодированием. Показано, что можно изготавливать Al_2O_3 -пластины толщиной от 100 до 400 мкм, которые обладают высокой формоустойчивостью и стойкостью к трещинообразованиям при высокотемпературных (> 500 °C) воздействиях, коэффициентом теплопроводности ~20–23 Вт/м·К, относительной диэлектрической проницаемостью ~7,2–7,4. После вакуумного, химического и электрохимического осаждения металлизированных слоев они могут быть использованы в качестве оснований при создании микрополосковых СВЧ-структур.

Список литературы

1. Климачев И.И., Иовдальский В.А. СВЧ ГИС. Основы технологии и конструирования. М.: Техносфера, 2006. 352 с.

2. Шиманович Д.Л. Методы создания встроенных алюминиевых коммутационных элементов в объеме свободных анодных Al₂O₃-оснований // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. 2013. Т. 13. № 3. С. 186–189.

3. Шиманович Д.Л., Сокол В.А., Литвинович Г.В. Методы формирования алюмооксидных микроструктур для мощных систем электромеханики // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. 2014. Т. 14. № 3. С. 170–173.

4. Шиманович Д.Л., Чушкова Д.И., Сокол В.А. Технологические приемы повышения термической устойчивости при формировании толстослойных нанопористых анодных оксидов алюминия // Материалы и структуры современной электроники: материалы V Междунар. науч. конф., Минск, 10–11 окт. 2012 г. / Бел. гос. ун-т. Минск, 2012. С. 199–202.

5. Сокол В.А., Яковцева В.А., Шиманович Д.Л. Особенности применения пористых оксидов алюминия // Доклады БГУИР. 2012. № 2 (64). С. 21–27.

6. Сокол В.А., Шиманович Д.Л., Сякерский В.С. Исследование профилей на границе раздела Al-Al₂O₃ при глубоком локальном анодировании Al // Доклады БГУИР. 2009. № 6 (44). С. 36–41.

7. Литвинович Г.В., Шиманович Д.Л. Технологические особенности формирования плат со встроенной системой межсоединений в подложках анодного оксида алюминия // Доклады БГУИР. 2013. № 3 (73). С. 39–44.

8. Сокол В.А., Шиманович Д.Л., Литвинович Г.В. Технологические приемы формирования Al-Al₂O₃ микроструктур для мощных электромеханических систем // Доклады БГУИР. 2012. № 8 (70). С. 44–49.

9. Сокол В.А., Турцевич А.С., Белоус А.И. Светодиодные устройства на алюминиевом основании // Электронная промышленность. 2012. № 1. С. 11–14.

10. Шиманович Д.Л. Оптимизация методов формирования толстослойных диэлектрических покрытий на основе анодного оксида алюминия при электрохимическом анодировании широкоформатных Al-подложек и теплопроводящих оснований с радиаторами // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. 2016. Т. 16. № 3. С. 116–119.

11. Чушкова Д.И., Шиманович Д.Л., Сокол В.А. Электрохимические особенности формирования свободных наноструктурированных матриц из Al₂O₃ со сквозными модифицированными порами // Материалы и структуры современной электроники: материалы V Междунар. науч. конф., Минск, 10–11 окт. 2012 г. / Бел. гос. ун-т. Минск, 2012. С. 195–199.

Секция «ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И НАНОЭЛЕКТРОНИКА»

СВОЙСТВА КРЕМНИЕВОГО ТЕМПЛАТА И ЭФФЕКТИВНОСТЬ ФОТОПРЕОБРАЗОВАНИЯ СТРУКТУРЫ НА ЕГО ОСНОВЕ

Н. Е. Авилов, Г. Н. Шелованова (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: laikypro@gmail.com

Для создания солнечного элемента предложена нанокомпозитная среда на основе кремниевого темплата, введением в его поры меди с последующим окислением до Cu₂O, формированием проводящей прозрачной пленки *ITO* (*indium tin oxide*) экстракционно-пиролитическим методом. Показано, что эффективность фотопреобразования полученной структуры в значительной степени определяется свойствами кремниевого темплата: толщиной слоя пористого кремния, типом проводимости подложки и её кристаллографической ориентацией.

Введение

Создание и совершенствование устройств для преобразования солнечной энергии в электричество является приоритетной задачей энергетики и электроники. Одной из проблем солнечной энергетики является малая эффективность фотопреобразования обусловленная неполным поглощением солнечного спектра (вклад в фототок дают только фотоны с энергией, превышающей ширину запрещенной зоны). Современные каскадные многопереходные солнечные элементы (с КПД \approx 40 %), устраняющие эту проблему, являются дорогостоящими и используются в основном для космических аппаратов.

В данной работе представлены экспериментальные результаты по формированию каскадной наногетероструктуры методами малозатратной технологии. Получение пористой матрицы, введение в неё меди и её окисление осуществляется электрохимическим методом, а нанесение прозрачного проводящего слоя *ITO* экстракционнопиролитическим методом также не требует сложного технологического оборудования.

Получение нанокомпозитной структуры

Формирование нанокомпозитной структуры начинается с получения слоя пористого кремния на исходной кремниевой подложке. Такой слой играет роль темплата для задания наноразмерности в структуре и необходим, чтобы создать фотоактивную среду с высокой удельной поверхностью и высокими антиотражающими свойствами.

Известно, что пористый кремний характеризуется высоким удельным сопротивлением, на порядки превышающим удельное сопротивление исходной кремниевой подложки. В качестве подложки выбран кремний марки КЭФ-10 с удельным сопротивлением 10 Ом·см. Как установлено измерениями удельного сопротивления четырёхзондовым методом [1], сопротивление пористого кремния составляет величину $\approx 10^4$ Ом·см. В связи с этим увеличивается последовательное сопротивление структуры и уменьшается её фотоотклик. С целью уменьшения последовательного сопротивления в данной работе слой пористого кремния формировали толщиной, не превышающей 1 мкм, при плотности тока 10 мA/см² и времени анодного процесса 10 секунд в электролите состава HF:C₂H₅OH 1:1.

Электрохимический способ получения пористой матрицы является многофакторным процессом. Свойства низкоразмерной среды в кремнии зависят как от условий проведения анодного процесса (плотности тока, времени экспозиции, состава электролита, температуры и др.), так и от электрофизических параметров подложки (удельного сопротивления, типа проводимости, кристаллографической ориентации). Поэтому, необходимо подобрать такие параметры подложки и процесса травления, при которых эффективность фотопреобразования полученной структуры будет максимальной. Оптимизация процесса формирования пористой матрицы обсуждалась в работе [2].

На следующем этапе формирования нанокомпозитной структуры проводилось внедрение меди в пористую матрицу с помощью электрохимического метода. В качестве электролита использовался водный раствор CuSO₄ с добавлением серной кислоты (для увеличения электропроводности) и этилового спирта (для улучшения адгезии металла к пористой матрице).

Окисление меди до Cu₂O проводили по технологическим условиям, приведённым в работе [3].

Для увеличения фотоактивности и завершения структуры наносили антиотражающий слой InSnO, который обладает проводящими свойствами и применяется как омический контакт [4].

Обсуждение экспериментальных результатов

Для изучения влияния параметров подложки на фотоотклик структуры были сформированы образцы структур на подложках *р* и *n*-типа кристаллографических ориентаций (100) и (111).

На рис. 1 представлен график зависимости фотоотклика структуры от интенсивности падающего света для подложек разных типов проводимости. Структура, сформированная на подложке *p*-типа, показывает меньший фотоотклик по сравнению со структурой на *n*-подложке, что объясняется отсутствием *p*-*n*-перехода (и, как следствие, отсутствием разделения зарядов) между *p*-Si и *p*-Cu₂O.



Рис. 1. График зависимости фотоотклика структуры от интенсивности падающего света для подложек кремния *n* и *p*-типа

На рис. 2 представлен график зависимости фотоотклика структуры от интенсивности падающего света для подложек *n*-типа разной кристаллографической ориентации. Образец, изготовленный на подложке ориентации (111), имеет большую фотоактивность за счёт более разветвлённой структуры (рис. 3, a, δ), что уменьшает коэффициент отражения поверхности.



Рис. 2. График зависимости фотоотклика структуры от интенсивности падающего света для подложек *n*-типа кристаллографический ориентаций (100), (111)



Рис. 3. Изображение пористой матрицы после внедрения меди: a – поверхность; δ – скол структуры

В ходе фотоэлектрических исследований был измерен фотоотклик образца после каждого этапа создания нанокомпозитной структуры (рис. 4).

Как следует из топограммы, фотоотклик структуры Si/por-Si в 4 раза превышает соответствующий сигнал исходной кремниевой подложки. Формирование Cu_2O в пористом слое кремния увеличивает фотоотклик в 10,7 раза. Нанесение прозрачного проводящего слоя InSnO приводит к многократному (в 6,6 раз) возрастанию светового тока короткого замыкания.

Анализируя показатели фотоотклика полученной нанокомпозитной среды, авторы считают, что значительная добавка по световому току обусловлена фотоактивностью оксида одновалентной меди, наличием просветляющего покрытия и каскадной структуры: ширина запрещенной зоны у оксида меди (2,2 эВ) больше, чем у пористого кремния (около 1,65 эВ), а у последнего больше, чем у кремния (1,11 эВ). Благодаря эффекту широкозонного «окна» (3,5 эВ у *ITO*) большее число фотонов доходит до электронно-дырочного перехода (рис. 5), где происходит разделение генерированных светом носителей электрическим полем перехода. Наличие второго перехода между исходным электронным кремнием и дырочным оксидом меди скапливает электроны на кремнии, а дырки на оксиде меди.



Рис. 4. Топограмма изменения фотоотклика нанокомпозитной структуры



Рис. 5. Структура каскадного нанокомпозитного солнечного элемента

Полученная нанокомпозитная структура Si/por-Si/Cu₂O/InSnO работает как солнечный элемент с эффективностью фотопреобразования солнечного неконцентрированного света 7,1 %.

Заключение

Основным конкурентом на рынке фотопреобразователей являются коммерческие солнечные элементы на основе монокристаллического, поликристаллического, гидрогенизированного и аморфного кремния. Предлагаемая в данной работе структура с использованием оксида меди (I) и проводящего прозрачного оксида *ITO* имеет следующие преимущества: простота получения структуры без применения высокоэнергетичных процессов и сложного оборудования для формирования электронно-дырочных переходов, доступные материалы, возможность эксплуатации солнечного элемента в широком диапазоне температур.

Список литературы

1. Дьяконов В. Современная техника и приборы для измерения резистивности и снятия ВАХ // Компоненты и технологии. 2010. № 10. С. 137–144.

2. Авилов Н.Е., Шелованова Г.Н. Оптимизация процесса формирования нанокомпозитной структуры на основе полного факторного эксперимента // Сб. науч. тр. Всерос. науч.-техн. конф. «Современные проблемы радиоэлектроники». Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2016. С. 401–406.

3. Solar cell based on copper (I) oxide and cadmium tin oxide / G.N. Shelovanova, T.N. Patrusheva, N.E. Avilov, O.Yu. Baranov, A.I. Khol'kin // ISSN 0040-5795. Theoretical Foundations of Chemical Engineering. 2016. Vol. 50. No. 5. P. 795–799.

4. Холькин А.И., Патрушева Т.Н. Экстракционно-пиролитический метод получения оксидных функциональных материалов. М.: КомКнига, 2006. 276 с.

ПРОБЛЕМЫ ИМПОРТОЗАМЕЩЕНИЯ ПРОГРАММИРУЕМЫХ ЛОГИЧЕ-СКИХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

А. О. Алёхин, В. В. Золотухин, К. Н. Виноградов

Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М. Ф. Решетнева 660037, просп. им. газ. «Красноярский рабочий», 31 E-mail: Atroxis777@mail.ru, wzolotuhin@mail.ru, knvin@inbox.ru

Рассматривается проблема импортозамещения программируемых логических интегральных схем (ПЛИС). Рассмотрены основные виды ПЛИС и их область применения. Выявлены лидеры рынка ПЛИС и проанализированы их характеристики. В заключении приведены основные проблемы импортозамещения ПЛИС в России.

ПЛИС – высокоинтегрированные гибкие универсальные устройства со сложной логикой, памятью и внутрисистемным репрограммированием. Расширение сферы применения ПЛИС определяется растущим спросом на устройства с быстрой перестройкой выполняемых функций, сокращением проектно-технологического цикла новых или модифицируемых изделий, наличием режимов изменения внутренней структуры в реальном масштабе времени, повышением быстродействия, снижением потребляемой мощности, разработкой оптимизированных сочетаний с микропроцессорами и цифровыми сигнальными процессорами (DSP), а также снижением цен на эти устройства.

Достоинства ПЛИС:

- высокое быстродействие и надежность;
- универсальность;
- простота модификации проектов на любых стадиях их разработки;
- низкое энергопотребление.

Расширение сферы применения отражается на росте объемов продаж, а также на оценках технологического уровня и перспектив развития ПЛИС представителями крупнейших компаний-производителей электронной аппаратуры.

Проведя анализ достоинств ПЛИС и требований, предъявляемых к современному оборудованию, можно выделить основные отрасли применения ПЛИС:

• цифровые телевизорные приставки, автомобильная электроника, медицинская техника, системы промышленного контроля;

• построение телекоммуникационных систем (LTE, WiMAX, BOЛC), систем обработки видео, цифровой обработки сигналов;

• построение систем проводной и беспроводной связи, радаров, гражданских систем обработки информации.

Рассмотрим классификацию ПЛИС по принципу формирования требуемой структуры целевого цифрового устройства. ПЛИС относят к двум группам: CPLD (Complex Programmable Logic Device) – сложные программируемые логические устройства, энергонезависимые и с некоторым ограничением допустимого числа перезаписи содержимого. FPGA (Field Programmable Gate Array) – программируемые пользователем вентильные матрицы, не имеющие ограничений по числу циклов перезаписи [1, 2].

В настоящее время на мировом рынке много компаний занято производством цифровых устройств на основе ПЛИС и использованием их в своих системах. Среди производителей ПЛИС можно отметить такие наиболее известные компании, как Xilinx, Altera, Lattice Semiconductor, Actel и др. [3].

Лидерами на рынке ПЛИС являются Altera, и Xilinx, вместе они занимают 86 % рынка. Остальные игроки оказывают значительно меньшее влияние на этот рынок, и их доля снижается [4]. Лидерство на рынке позволяет Altera и Xilinx вкладывать финансо-

вые средства в научно-исследовательские работы. Это позволило в 2010 году компаниям Altera и Xilinx анонсировать выпуск нового семейства («ПЛИС») по 28-нанометровой технологии, а в период с 2011 по 2012 они уже начали их выпускать.

Авторами был проведен сравнительный анализ характеристик этих семейств и представлен в виде таблицы (таблица).

Таблица

Параметры	Virtex-7	Kintex-7	Artix-7	Stratix V	Arria V	Cyclone V
Количество логических ячеек, тыс.	1955	477	348	234	462	110
Максимальный объем памяти RAM, Мбит	96	34,4	12	50	22	5
Максимальное количество контактов I/O	1200	500	600	1932	1517	896
Скорость внешнего обмена на один канал, Гбит/с	28,05	12,05	6,6	28,05	10,3125	5
Электропитание, В	0,9–1	0,9–1	0,9–1	0,85–0,9	1,1	1,1

Сравнительные характеристики семейств ПЛИС компании Altera и Xilinx

Для работы с представленными микросхемами компании Xilinx и Altera предоставляют различные программные средства для разработки и реализации цифровых схем:

• ПО компании Altera: Quartus 2;

• ПО компании Xilinx: ISE Suite, Vivaldo Design Suite.

Кроме ПО, также необходимо знать язык описания аппаратуры (Veriolog/VHDL) [5–7].

В 2013 году компания Intel совместно с Altera анонсировала выпуск новых ПЛИС по 14-нанометровой технологии. Предполагается, что это обеспечит радикальное увеличение производительности при решении определённого класса задач [8–10].

Также существуют российские компании, которые занимаются разработкой и производством устройств на основе ПЛИС: НИИ МВС, ФГУП «НИИ КВАНТ», АО «ВЗПП-С» и др. [3].

После изучения информации, представленной на официальных сайтах российских компаний, и проведения её анализа было выявлено, что разработка ПЛИС не является их основной деятельностью, но при необходимости (к примеру, для военной промышленности) они могут освоить технологический процесс и закупить оборудования для создания мелкосерийного производства. Так, освоение технологии 90 нм позволило нескольким отечественным предприятиям, в том числе Воронежскому заводу полупроводниковых приборов, освоить технологию производства ПЛИС с архитектурой FPGA, первым образцом которого стала микросхема 5576XC1T. Это EPF-совместимая ПЛИС объемом 50 000 вентилей, имеющая встроенный блок тестирования (JTAG) с использованием схемы периферийного сканирования (BST), совместимый с IEEE Std. 1149.1-1990. Количество логических элементов составляет 2880, количество пользовательских выводов – 182 [11].

Бытует мнение, что микроэлектроника – это процессоры для настольных ПК, и что все современные микросхемы должны производиться по 10–20-нм технологии. При этом утверждается, что отечественной микроэлектроники как бы и не существует.

На самом деле это, конечно, не так: номенклатура производимых микроэлектронных устройств огромная. Не все компании-производители заняты выпуском процессоров, и не везде требуются такие проектные нормы. Во всем мире востребованы фабрики с технологическими нормами 1000/800/350/250/180/130/90 нм (производство по этим нормам есть и в РФ) [12].

В настоящее время одной из важнейших задач отечественной радиоэлектронной промышленности является импортозамещение высокотехнологичной продукции, в том числе микросхем ПЛИС. Российские производители стараются решить эту задачу и уже имеют широкую номенклатуру. На данный момент их разработки используются в военно-промышленном комплексе, телекоммуникациях, системах связи и вычислительных комплексах. Существующие САПР поддерживают разработку ПЛИС определенных фирм производителей, таких как Xilinx, Altera, Actel и других, но не обеспечивают возможность проектирования ПЛИС с новой архитектурой. Для конкурентоспособности с зарубежными производителями и обеспечения независимого развития собственных производств необходимы САПР, позволяющие работать с отечественными ПЛИС с новой архитектурой [13].

В заключение можно сделать вывод, что создание отечественного производства ПЛИС требует существенных капитальных вложений и, соответственно, будет иметь большой срок окупаемости, поэтому нет гарантий, что вложения в дальнейшем окупятся.

Список литературы

1. Компоненты и технологии [Электронный ресурс]. URL: http://www.kite.ru/articles/plis/2004_5_60.php (дата обращения: 15.12.2016).

2. [Электронный pecypc]. URL: http://hromatron.narod.ru/lekcii/programmiruemie-logicheskie-integralnie-shemi.htm (дата обращения: 15.12.2016).

3. Лаборатория параллельных информационных технологий НИИ ВЦ МГУ [Электронный ресурс]. URL: https://parallel.ru/fpga/vendors.html (дата обращения: 17.12.2016).

4. Компоненты и технологии [Электронный pecypc]. URL: http://www.kite.ru/articles/market/2009_09_6.php (дата обращения: 15.12.2016).

5. Лаборатория параллельных информационных технологий НИИ ВЦ МГУ [Электронный ресурс]. URL: https://parallel.ru/fpga/chips.html (дата обращения: 17.12.2016).

6. Xilinx [Электронный ресурс]. URL: https://www.xilinx.com/ (дата обращения: 22.12.2016).

7. ООО «ЭФО» дистрибьютор и тренинг-партнер компании Altera в России [Электронный ресурс]. URL: http://altera-plis.ru (дата обращения: 22.12.2016).

8. Лаборатория параллельных информационных технологий НИИ ВЦ МГУ [Электронный ресурс]. URL: https://parallel.ru/fpga/news.html (дата обращения: 17.12.2016).

9. Специализированный российский информационно-аналитический сайт [Электронный ресурс]. URL: http://www.ixbt.com/news/2015/06/04/intel-altera-16-7.html (дата обращения: 25.12.2016).

10. Украинский информационный ресурс об IT [Электронный ресурс]. URL: http://itc.ua/news/intelbudet-vyipuskat-chipyi-dlya-altera-i-vozmozhnyih-drugih-partnerov/ (дата обращения: 25.12.2016).

11. AO «С-60» [Электронный ресурс]. URL: http://c-60.ru/index.php?g=2484 (дата обращения: 5.01.2017).

12. Группа компаний «Микрон» [Электронный ресурс]. URL: http://www.mikron.ru/press-center/about-us/1215/ (дата обращения: 7.01.2017).

13. Гарбулина Т., Лялинская О.В., Хватов В.М. Повышение эффективности проектирования интегральных схем на ПЛИС с ограниченными трассировочными ресурсами // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2016: сб. тр. / под общ. ред. акад. РАН А.Л. Стемпковского. М.: ИППМ РАН, 2016. Ч. I. С. 165–171.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ НА ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ *FINFET*-ТРАНЗИСТОРА

И. И. Ануфриев, О. В. Семенова (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: igoryok5@gmail.com

Представлены результаты приборно-технологического моделирования *TSG FINFET*-транзистора с учетом проектных норм технологических процессов 32 и 10 нм. Проведено исследование влияния конструктивнотехнологических параметров данного типа транзистора на его электрические характеристики с целью выявления дальнейшего вектора развития *FINFET*-технологии.

Стремительное развитие полупроводниковых технологий ставит ряд задач перед специалистами, работающими в области приборно-технологического проектирования. Одной из основных тенденций развития технологии является процесс последовательного уменьшения проектной нормы технологического изготовления транзисторов. Это приводит не только к повышению производительности и энергоэффективности полупроводниковых устройств, но и влечет за собой проблему физических ограничений, которая возникает при миниатюризации архитектуры данных элементов. В 1965 году Г. Мур сформулировал закон, согласно которому количество транзисторов, размещаемых на кристалле интегральной схемы, удваивается каждые 18 месяцев. Однако при переходе к проектным нормам менее 100 нм дальнейшее следование закону стало затруднительным, поскольку в транзисторах стали возникать негативные короткоканальные эффекты, уменьшающие эффективность работы полупроводниковых устройств [1].

Одним из решений данной проблемы является принципиально иной подход к проектированию – переход от технологии изготовления планарных транзисторных структур к технологии изготовления транзисторов с трёхмерной структурой затвора. В зарубежной литературе используют термин *FINFET* (*Field Effect Transistor with Fin*, полевой транзистор с «плавником») транзистор. Такое название этот транзистор получил за канал между стоком и истоком, который в сечении напоминает плавник. Геометрические размеры и профиль плавника влияют непосредственно на электрофизические характеристики *FINFET*-транзистора.

Целью данной работы является исследование влияния конструктивно-технологических параметров на электрические характеристики *FINFET*-транзистора в среде приборно-технологического моделирования *TCAD*.

В настоящее время технологический процесс микропроцессоров приблизился к отметке 14 нм, однако уже ведутся активные исследования в области технологических узлов размерами 10 и 7 нм [2]. Основой таких чипов является *TSG FINFET* -транзистор (*TSG – Tri-Shorted-Gate –* объемный короткий затвор), структура которого представлена на рис. 1. *TSG FINFET*-транзистор состоит из подложки (*Sub.*), изолирующего окисла (*Field Ox.*), плавника с размерами W_{FIN} и H_{FIN} , объемного затвора (*Gate*), окружающего высоколегированные области стока (*Source*) и истока (*Drain*). Верхняя часть затвора транзистора отделена от плавника сравнительно толстым слоем окисла, что способствует минимальному вкладу этой части затвора в работу транзисторной структуры, и его можно не учитывать при моделировании данной конструкции [3], при этом транзистор имеет длину канала W_{FIN} , а ширина определяется соотношением $L_g \approx 2 \cdot H_{FIN}$.

Поскольку размер технологического узла транзистора определяется высотой плавника H_{FIN} , его толщиной L_{g} и длиной канала W_{FIN} особый интерес представляет ис-

следование влияния этих параметров на электрические характеристики транзистора. Данные параметры в совокупности с геометрией плавника оказывают непосредственное влияние на его электрофизические характеристики. Использование напряженного кремния, металлического затвора и диэлектрика с высокой диэлектрической проницаемостью может значительно увеличить ток в приборе. Увеличение высоты плавника также способствует повышению величины тока транзистора, но это усложняет технологию изготовления *TSG FINFET*-транзистора [4].



Рис. 1. Структура TSG FINFET-транзистора

Учитывая особенности конструкции данного типа транзистора была сформирована структура в программной среде *TCAD*, приведенная на рис. 2, которая представляет собой кремниевую подложку (1) с расположенными высоколегированными областями истока (2) и стока (3) и расположенными рядом плавниками (4, 5). Объемный затвор (6) *FINFET*-транзистора выполнен из нитрида титана (TiN), который изолирован диэлектрическим слоем (7) от подложки и близлежащих областей истока и стока. Затвор изолирован диэлектриком с высокой диэлектрической проницаемостью на основе оксида гафния (HfO₂).



Рис. 2. Структура TSG FINFET-транзистора с проектной нормой 32 нм

Проектная норма, с учетом которой осуществлялось моделирование данного транзистора, составляет 32 нм. Длина канала W_{FIN} , высота H_{FIN} и толщина L_g плавников составляют 17, 32 и 25 нм соответственно.

Расчет электрических характеристик проводился при подаче на затвор транзистора напряжения 1 В. На рис. 3 представлены передаточные характеристики транзистора

в активном режиме (a) и режиме насыщения (δ), показывающие зависимость тока стока (в амперах) от прикладываемого напряжения на затворе (в вольтах).



Рис. 3. Передаточные характеристики транзистора в активном режиме (*a*) и режиме насыщения (б)

В процессе приборного моделирования были получены основные электрические параметры транзистора: ток насыщения – 1,1 мА, ток в закрытом состоянии – 0,05 мкА, пороговое напряжение и напряжение перехода в активный режим – 260 и 151 мВ соответственно.

После получения данных результатов структура транзистора была изменена с целью уменьшения проектной нормы до уровня 10 нм. Для этого была уменьшена высота плавников H_{FIN} с 32 до 10 нм. Уменьшение параметра H_{FIN} привело к изменению геометрической формы сток-истоковой областей, затвора и плавников транзистора – трапециевидный профиль сменился на прямоугольный (см. рис. 4). Это обуславливает изменение распределения электрического потенциала в областях затвора и проводящего канала, что непосредственно влияет на результаты моделирования электрических характеристик транзистора.



Рис. 4. Структура TSG FINFET-транзистора с проектной нормой 10 нм

Результаты приборного моделирования, полученные при подаче на затвор напряжения 1 В, представлены на рис. 5 – передаточные характеристики транзистора в активном режиме (*a*) и режиме насыщения (δ).



Рис. 5. Передаточные характеристики транзистора в активном режиме (*a*) и режиме насыщения (б)

В процессе расчета были также получены основные электрические параметры транзистора. Так ток насыщения составил 0,42 мА, ток в закрытом состоянии 0,01 мкА, пороговое напряжение и напряжение перехода в активный режим составили 253 и 226 мВ соответственно.

Полученные результаты свидетельствуют о том, что уменьшение проектной нормы до 10 нм способствует уменьшению уровня выходного тока стока почти на порядок в активном режиме работы транзистора. В режиме насыщения уровень тока стока изменился незначительно. Ток насыщения и ток в закрытом состоянии снизились, и вместе с тем возросло напряжение перехода в активный режим.

На основании вышеизложенного можно сделать вывод о том, что уменьшение проектной нормы до 10 нм технологического процесса решает задачи повышения энергоэффективности, снижения энергопотребления отдельно взятого транзистора и полупроводникового прибора в целом. Однако миниатюризация в таком случае не приводит к повышению производительности транзистора, поскольку уровень выходного тока стока падает. В определенной степени это связано с изменением геометрического профиля затвора и плавников, уменьшением их размеров, что влияет на распределение электрического потенциала в данных областях и обуславливает возможное появление токов утечки. Одним из возможных решений повышения выходного тока при уменьшении проектных норм является увеличение количества плавников и изменение их конфигурации вместе с затвором, что является предметом исследования для отдельной статьи.

Список литературы

1. Якимец Д.В. Транзисторы с трехмерной структурой затвора (FinFET): автореф. дис. магистра по направлению 210200. МГТУ им. Н.Э. Баумана; М., 2012.

2. Добровольский Н.А. Объемные FinFET-транзисторы: конструирование на 14 нм узле и ключевые характеристики // Молодой ученый. 2016. № 11. С. 335–344.

3. Collinge J.P. FinFETs and Other Multi-Gate Transistors. New York: Springer, 2008.

4. Лабораторный практикум по курсу «Моделирование в среде TCAD». Ч. 2: Приборно-технологическое моделирование элементов интегральных схем / Е.А. Артамонова, А.Г. Балашов и др. М.: МИЭТ, 2012. 156 с.

АНАЛИТИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ЭКСТРАКЦИИ ПАРАМЕТРОВ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ РЕЗИСТОРА МИС

А. А. Ватюк^{1,2}, М. А. Леонов^{1,2}, П. Е. Троян¹

¹Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40 E-mail: vatuk_aa@niipp.ru ²АО Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов 634034, г. Томск, ул. Красноармейская, 99a

На примере монолитного резистора СВЧ МИС показан универсальный подход к аналитическому расчету *S*-параметров четырехполюсников, и, следовательно, нахождения параметров эквивалентной схемы. Представленная методика отличается полнотой получаемых решений, сравнительной простотой и наглядностью реализации. Кроме того, отсутствует необходимость применения методов глобальной оптимизации.

В настоящее время полупроводниковое производство невозможно представить без обширного пласта методик проектирования сверхвысокочастотных монолитных интегральных схем (СВЧ МИС), принципов построения параметрических моделей пассивных элементов, электромагнитного моделирования. В области построения моделей в виде эквивалентных схем (ЭС) достаточную популярность и практическое применение нашли методы глобальной оптимизации. Однако, часто они требуют существенных временных затрат, широких знаний математики, а также программные средства реализации.

Целью данной работы является реализация аналитического подхода к экстракции параметров ЭС монолитного резистора без использования методов глобальной оптимизации.

Известно, что параметры рассеяния четырехполюсника в зависимости от падающих и отраженных волн могут быть представлены как

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1}\Big|_{a_2=0}, \quad S_{12} = \frac{b_1}{a_2}\Big|_{a_1=0}, \quad S_{21} = \frac{b_2}{a_1}\Big|_{a_2=0}, \quad S_{22} = \frac{b_2}{a_2}\Big|_{a_1=0}$$

При этом коэффициенты a_1 , a_2 , b_1 , b_2 являются нормированными амплитудами волн, поступающих на 1-й и 2-й порты четырехполюсника (падающие волны) и нормированные амплитуды волн, снимаемые с этих портов (отраженные) соответственно:

$$a_{1} = \frac{V_{1} + R_{0}I_{1}}{2\sqrt{R_{0}}}, \quad a_{2} = \frac{V_{2} + R_{0}I_{2}}{2\sqrt{R_{0}}}, \quad b_{1} = \frac{V_{1} - R_{0}I_{1}}{2\sqrt{R_{0}}}, \quad b_{2} = \frac{V_{2} - R_{0}I_{2}}{2\sqrt{R_{0}}},$$

где V_1, V_2 – потенциалы 1-го и 2-го порта соответственно; R_0 – значение сопротивления согласованной нагрузки; I_1, I_2 – значение токов 1-го и 2-го порта соответственно.

Коэффициенты отражения S_{11} и передачи S_{21} рассчитываются при подключенной согласованной нагрузке R_0 ко 2-му порту четырёхполюсника, т. е. в прямом направлении передачи:

$$S_{11} = \frac{V_1 - R_0 I_1}{2\sqrt{R_0}} \left/ \frac{V_1 + R_0 I_1}{2\sqrt{R_0}} = \frac{V_1 - R_0 I_1}{V_1 + R_0 I_1} \right.$$
(1)

По правилу Кирхгофа для 1-го порта запишем

$$-V_{\rm g} + R_0 I_1 + V_1 = 0, \qquad (2)$$

где V_g – потенциал генератора.

Положив $V_g = 1$ и решая (1) и (2) будем иметь

$$S_{11} = 2V_1 - 1$$
.

По аналогии, находим

$$S_{21} = 2V_2$$
.

Расчёт коэффициентов отражения S_{22} и передачи S_{12} ведётся при подключенной согласованной нагрузке R_0 к 1-му порту четырёхполюсника, т. е. при обратном направлении передачи в аналогичном порядке. В результате получим

$$S_{22} = 2V_2 - 1$$

И наконец,

$$S_{12} = 2V_1$$

Применим полученные соотношения практически. На рис. 1 представлены внешний вид монолитного резистора для GaAs и GaN технологий и соответствующая ЭС. Конструктивно он представляет собой участок резистивного материала, на котором происходит рассеивание энергии проходящего через него сигнала, а также подключенные к нему контактные площадки. Основной элемент схемы резистора – сопротивление R. Элементы C_1 , C_2 и L описывают распределенные свойства резистора в CBЧ диапазоне. Узловыми точками будем считать V_1 , V_{12} , V_2 . R_{0G} , V_g и R_{0L} задают параметры генератора и согласованной нагрузки соответственно.



Рис. 1. Конструкция и ЭС монолитного резистора

Запишем систему узловых уравнений для прямого направления передачи сигнала

$$\begin{cases} \frac{V_{g} - V_{1}}{R_{0}} - V_{1}C_{1}s - \frac{V_{1} - V_{12}}{R} = 0, \\ \frac{V_{1} - V_{12}}{R} - \frac{V_{12} - V_{2}}{Ls} = 0, \\ \frac{V_{12} - V_{2}}{Ls} - V_{2}C_{2}s - \frac{V_{2}}{R_{0}} = 0. \end{cases}$$
(3)

Здесь s – комплексная переменная, заданная формулой $s = j\omega$, где j и ω есть мнимая единица и угловая частота соответственно.

Разрешив систему уравнений (3) относительно неизвестных потенциалов и применив вышеуказанные выкладки, получим значения параметров S_{11} и S_{21} . Аналогично, составив систему уравнений для обратного направления, получим параметры S_{22} и S_{12} . Пользуясь выражениями для перевода *S*-параметров в *Y*-параметры, приведенными в [1], составим систему уравнений следующего вида

$$\begin{cases} \frac{(C_{1}L^{2}\omega^{2} + C_{1}R^{2} - L)\omega}{L^{2}\omega^{2} + R^{2}} = \operatorname{Im} Y_{11}(\omega), \\ -\frac{R}{L^{2}\omega^{2} + R^{2}} = \operatorname{Re} Y_{12}(\omega), \\ \frac{L\omega}{L^{2}\omega^{2} + R^{2}} = \operatorname{Im} Y_{12}(\omega), \\ \frac{(C_{2}L^{2}\omega^{2} + C_{2}R^{2} - L)\omega}{L^{2}\omega^{2} + R^{2}} = \operatorname{Im} Y_{22}(\omega). \end{cases}$$

При решении данной системы определяются неизвестные параметры ЭС

$$R = -\frac{\operatorname{Re} Y_{12}(\omega)}{\operatorname{Re}^{2} Y_{12}(\omega) + \operatorname{Im}^{2} Y_{12}(\omega)}$$

$$C_{1} = \frac{\operatorname{Im} Y_{11}(\omega) + \operatorname{Im} Y_{12}(\omega)}{\omega}$$

$$C_{2} = \frac{\operatorname{Im} Y_{12}(\omega) + \operatorname{Im} Y_{22}(\omega)}{\omega}$$

$$L = \frac{\operatorname{Im} Y_{12}(\omega)}{\operatorname{Re}^{2} Y_{12}(\omega) + \operatorname{Im}^{2} Y_{12}(\omega)} \cdot \frac{1}{\omega}$$
(4)

Итак, полученные выражения дают нам возможность проведения экстракции параметров эквивалентной схемы резистора по измеренным *S*-параметрам без применения методов глобальной оптимизации. Покажем работу вышепредставленного алгоритма на примере модели монолитного резистора. В качестве программного обеспечения используется *Microwave Office (National Instruments AWR*, США). Параметры эквивалентной схемы, взятые из литературных источников, зададим заранее (рис. 2).



Рис. 2. Модель ЭС монолитного резистора

Далее необходимо получить действительную и мнимую части *Y*-параметров модели в заданном диапазоне частот до 40 ГГц. Покажем частотные зависимости переменных с полученными значениями $\text{Re}Y_{12}$, $\text{Im}Y_{12}$, $\text{Im}Y_{22}$, $\text{Im}Y_{11}$ на рис. 3.



Рис. 3. Частотные зависимости У-параметров модели

Затем выберем необходимую частоту для расчета. Например, $f = 10 \ \Gamma \Gamma \mu$. Соответствующие *Y*-параметры имеют следующие значения:

Re $Y_{12} = -0.004631$; Im $Y_{12} = 0.000088172$; Im $Y_{22} = 0.00019834$; Im $Y_{11} = 0.00044339$.

Принимая во внимание, что $\omega = 2\pi f$, подставляем полученные значения в выражения (4). Очевидно, что R = 215,858 Ом, L = 0,6544 нГн, $C_1 = 0,00846$ пФ, $C_2 = 0,00456$ пФ. Рассчитанные значения с довольно высокой точностью совпадают с параметрами эквивалентной схемы модели.

Таким образом, зная измеренные *S*-параметры элемента (переведенные затем в *Y*параметры), можно провести экстракцию номиналов ЭС без применения методов глобальной оптимизации. Благодаря этому, существенно снижаются временные и вычислительные затраты, а точность, в свою очередь, повышается.

Список литературы

^{1.} Хелзайн Дж. Пассивные и активные цепи СВЧ. М.: Радио и связь, 1981. С. 9-11.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРА С ВЫСОКОЙ ПОДВИЖНОСТЬЮ ЭЛЕКТРОНОВ С ГРАФЕНОВЫМИ ТЕПЛООТВОДЯЩИМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

В. С. Волчёк, В. Р. Стемпицкий (научный руководитель)

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники 220013, Республика Беларусь, г. Минск, ул. П. Бровки, 6 E-mail: vlad.volchek@bsuir.by

Исследуется влияние теплоотводящих элементов, состоящих из нескольких слоев графена, на электрические и частотные характеристики транзистора с высокой подвижностью электронов. Внедрение в конструкцию транзистора подобных элементов приводит к снижению рабочей температуры прибора и улучшению его электрических и частотных характеристик.

Начиная со времени своего изобретения, транзисторы с высокой подвижностью электронов (ТВПЭ) считаются многообещающими приборами мощной сверхвысокочастотной электроники, а также перспективными элементами сенсорных устройств. Высокие значения скорости насыщения электронов и напряжения электрического пробоя нитрида галлия позволяют транзисторам на основе гетероперехода AlGaN/GaN выдерживать значительные токи, приводящим к очень большим значениям рассеиваемой мощности и, следовательно, пагубному эффекту саморазогрева. Чрезмерный нагрев рабочей области прибора вызывает ухудшение его электрических и частотных свойств.

Для снижения температуры в области канала ТВПЭ предлагаются несколько решений, среди которых стоит отметить использование алмазных подложек при формировании слоев приборной структуры, технологию перевернутого кристалла, используемую для присоединения теплоотводящего элемента (ТОЭ), интеграцию в структуру транзистора ТОЭ на основе алмазоподобных материалов. В данной работе исследуется влияние на электрические и частотные характеристики AlGaN/GaN-ТВПЭ ТОЭ, состоящих из нескольких слоев графена. Численное моделирование осуществлялось с использованием системы компьютерного проектирования компании Silvaco.

Исследуемая структура ТВПЭ на основе гетероперехода AlGaN/GaN с внедренными ТОЭ из нескольких графеновых слоев схематически изображена на рис. 1.

TO	Э	2	тоэ	_
	SiO ₂	3	SiO ₂	
И	Al _{0,1} Ga _{0,9}	N		С
	J			
GaN	1			
Под	џложка			

Рис. 1. Структура AlGaN/GaN-ТВПЭ с внедренными ТОЭ из нескольких слоев графена

Транзисторная структура состоит из буферного слоя нитрида галлия толщиной 1,98 мкм, барьерного слоя $Al_{0,1}Ga_{0,9}N$ толщиной 20 нм и пассивирующего слоя окисла кремния толщиной 6 нм. Толщина области моделирования сапфировой подложки составляет 18 мкм. Расстояния исток-затвор и затвор-сток равны 1 и 9 мкм соответственно. Длина затвора на основе барьера Шоттки составляет 1 мкм. Толщина ТОЭ выбрана равной 2 нм, что соответствует шести графеновым слоям.

При моделировании учитывались спонтанная и пьезоэлектрическая составляющие поляризации в слое $Al_{0,1}Ga_{0,9}N$. Предполагается, что относительно толстый слой GaN ненапряженный и, следовательно, имеет только спонтанную компоненту поляризации. Плотность носителей заряда в слое двухмерного электронного газа составляет $1,07\cdot10^{13}$ см⁻².

Численное моделирование эффекта саморазогрева выполнялось с задействованием термодинамически строгой модели нагрева кристаллической решетки (модели Вачутки) [1]. Уравнение теплового потока, которое решается одновременно с уравнениями непрерывности и уравнением Пуассона, имеет вид

$$C_{\mathcal{V}}(\partial T/\partial t) = \nabla(\kappa \nabla T) + H, \tag{1}$$

где C_V – объемная теплоемкость, Дж/(см³·К); *T* – температура; к – теплопроводность, Вт/(см·К); *H* – мощность выделения тепла на единицу объема, Вт/см³.

Значения теплопроводности материалов, используемых при моделировании, приведены в таблице.

Таблица

Теплопроводность материалов, используемых при моделировании

Материал	SiO ₂	Сапфир	GaN	AlN	Графен
к, Bт/(см·К)	0,014	0,4	1,3	2,85	20

На границах между окружающей средой с температурой 300 К и нижней поверхностью подложки, а также верхней поверхностью ТОЭ установлены изотермические граничные условия, то есть окружающая среда выполняет роль идеального теплоотвода. На боковых поверхностях структуры транзистора установлены адиабатические граничные условия.

При моделировании задействовались диффузионно-дрейфовая модель переноса носителей вместе с моделью подвижности Фарахманда (модифицированной моделью Коэ-Томаса) для слабого электрического поля [2] применительно к электронам в канальном слое нитрида галлия.

Представленные ранее результаты расчетов [3] показывают, что при достаточно большом напряжении на стоке ТВПЭ у границы затвора со стороны стока формируется область с повышенной (относительно других областей структуры) температурой. Повышение температуры рабочей области транзистора приводит к снижению подвижности электронов и, следовательно, ухудшению электрических и частотных характеристик. Максимальная температура исследуемого прибора в случае отсутствия ТОЭ равняется 544 К при напряжении на затворе $V_{3H} = 0,6$ В и напряжении на стоке $V_{CH} = 40$ В. Размещение на верхней поверхности ТВПЭ, как показано на рис. 1, ТОЭ на основе нескольких графеновых слоев позволяет уменьшить значение максимальной температуры на 28,86 % (до значения 387 К).

Сток-стоковые характеристики моделируемого AlGaN/GaN-ТВПЭ без и с ТОЭ на основе нескольких слоев графена при $V_{3H} = 0,6$ В приведены на рис. 2. Внедрение слоев графена в структуру транзистора приводит к увеличению тока стока при $V_{CH} = 40$ В в 2,69 раз (со значения 0,675 А/мм до значения 1,818 А/мм).

После расчета AlGaN/GaN-ТВПЭ по постоянному току, проведен синусоидальный малосигнальный анализ по переменному току. Частотные свойства транзистора оцениваются посредством граничной частоты и максимальной частоты генерации.



Рис. 2. Сток-стоковые характеристики AlGaN/GaN-ТВПЭ без (1) и с (2) ТОЭ на основе нескольких слоев графена при $V_{3H} = 0,6$ В

На рис. 3 представлена зависимость от входной частоты f коэффициента усиления по току h21 (определяется на основе рассчитанных S-параметров) исследуемого прибора без (1) и с (2) ТОЭ на основе нескольких графеновых слоев.



Рис. 3. Частотная зависимость коэффициента усиления по току h21 AlGaN/GaN-ТВПЭ без (1) и с (2) ТОЭ на основе нескольких слоев графена

Граничная частота, определяемая как частота, при которой коэффициент усиления по току стремится к единице, равняется 14,74 ГГц и увеличивается в 3,17 раз (до значения 46,76 ГГц) в случае внедрения ТОЭ на основе нескольких слоев графена.

На рис. 4 представлена частотная зависимость однонаправленного коэффициента усиления по мощности U (также определяется на основе рассчитанных S-параметров) транзистора без (1) и с (2) ТОЭ на основе нескольких графеновых слоев.



Рис. 4. Частотная зависимость однонаправленного коэффициента усиления по мощности U AlGaN/GaN-ТВПЭ без (1) и с (2) ТОЭ на основе нескольких слоев графена

Максимальная частота генерации, определяемая как частота, при которой однонаправленный коэффициент усиления по мощности стремится к единице, равняется 38,34 ГГц и увеличивается в 2,96 раз (до значения 113,65 ГГц) в случае внедрения ТОЭ на основе нескольких слоев графена.

Таким образом, внедрение в структуру AlGaN/GaN-ТВПЭ ТОЭ на основе нескольких графеновых слоев позволяет уменьшить влияние эффекта саморазогрева транзистора на его электрические и частотные характеристики.

Исследования проводились при финансовой поддержке государственных программ научных исследований Республики Беларусь «Информатика, космос, безопасность» (задание 1.8.05) и «Фотоника, опто- и микроэлектроника» (задание 3.2.01).

Список литературы

1. Wachutka G.K. Rigorous thermodynamic treatment of heat generation in semiconductor device modeling // IEEE Trans. Comput.-Aided Design Integr. Circuits Syst. 1990. V. 9. No. 11. P. 1141–1149.

2. Farahmand M. Monte Carlo simulation of electron transport in the III-nitride wurtzite phase materials system: binaries and ternaries // IEEE Trans. Electron Devices. 2001. V. 48. No. 3. P. 535–542.

3. Волчёк В.С. Оптимизация конструкции транзистора с высокой подвижностью электронов, обеспечивающей снижение влияния эффекта саморазогрева // Материалы 26-й Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016) (Севастополь, Россия, 4–10 сент. 2016 г.). С. 1600–1606.

ДАТЧИК ХОЛЛА НА ОСНОВЕ ГЕТЕРОСТРУКТУРЫ AlGaN/GaN, ФУНКЦИОНИРУЮЩИЙ ДО ТЕМПЕРАТУРЫ 400 °С

Дао Динь Ха, В. Р. Стемпицкий (научный руководитель)

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники 220013, Республика Беларусь, г. Минск, ул. П. Бровки, 6 E-mail: ha.dao.dinh@bsuir.by, vstem@bsuir.by

С использованием средств приборно-технологического моделирования исследованы характеристики датчика Холла на основе гетероструктуры AlGaN/GaN с различными геометрическими параметрами активной области, функционирующего в диапазоне температур от –25 до 400 °C. Полученные значения магнитной чувствительности по току (66,4 В/(А·Тл)) при комнатной температуре и температурного коэффициента чувствительности (273 мил.⁻¹/°C) свидетельствуют о перспективности предлагаемого решения для практического использования.

Введение

В последние годы практика применения микроэлектронных сенсоров в различных устройствах свидетельствует о необходимости расширения диапазона рабочих температур в сторону ее увеличения. Так автоэлектроника, авионика, нефте- и газодобыча в глубоких скважинах нуждаются в аппаратуре (в том числе магнитометрической), функционирующей при температуре до 300–350 °C. К сожалению, предельная рабочая температура датчиков, изготовленных на основе объемного кремния, составляет лишь 150–170 °C, поскольку увеличение температуры приводит к росту концентрации термически генерированных носителей, которая становится сравнимой с концентрацией основных носителей, что существенно ухудшает характеристики прибора. Одним из путей повышения рабочей температуры до 350 °C [1] для кремниевых датчиков Холла (ДХ) является их формирование по технологии «кремний на изоляторе» (КНИ).

К материалам с широким спектром практических применений в последнее время относят нитриды металлов третьей группы, в частности нитрид галлия GaN.

В [2, 3] показаны возможности формирования высокотемпературных сенсорных устройств с активной областью на основе широкозонных полупроводников (SiC, GaN, AlN, InN и т. д.) и гетероструктур на их основе. Данная группа материалов обладает высокой термической стабильностью электрических параметров при повышенных температурах.

В конструкции ДХ активной (чувствительной) областью на основе данного материала является двумерный электронный газ (ДЭГ), который формируется между барьерным слоем AlGaN и нелегированным канальным слоем GaN. Подвижность носителей заряда в нем достигает 2000 см²/(В·с) при комнатной температуре [4]. Таким образом, в канальном слое GaN непосредственно под гетеропереходом формируется чрезвычайно тонкий слой с плотностью $1 \cdot 10^{13}$ см⁻² и подвижностью электронов до 1260 см²/(В·с). Стабильность параметров ДЭГ определяет основное преимущество GaN для создания высокотемпературных ДХ. При температуре выше комнатной температурный коэффициент напряжения Холла для гетероперехода AlGaN/GaN составляет $7 \cdot 10^{-4}$ %/°C [5], что является лучшим результатом известных полупроводниковых материалов.

Конструкция и результаты моделирования

Конструкция ДХ на основе AlGaN/GaN гетероструктуры представлена на рис. 1. Структура AlGaN/GaN состоит из толстого (2,0 мкм) нелегированного слоя GaN, который играет роль подложки, тонкого (25 нм) барьерного слоя Al_{0,3}Ga_{0,7}N. В активной об-
ласти сформирован холловский крест из полосок длиной L = 50 мкм и шириной W = 25 мкм. Омические контакты к токовым 1, 2 и холловским 3, 4 электродам. Регистрируемый сигнал снимается с холловских электродов.



Рис. 1. Конструкция ДХ на основе гетероструктуры AlGaN/GaN

Моделирование электрических и магнитных характеристик ДХ на основе GaN выполнялось с использованием соответствующих модулей программного комплекса компании Silvaco [6]. Исследования проводились для структуры с длиной L = 50 мкм и шириной W, варьируемой от 10 до 40 мкм.

На рис. 2 представлены результаты моделирования зависимости абсолютной чувствительности от отношения L/W для постоянного тока I = 1,0 мА и магнитного поля B = 100 мТл. Величина чувствительность по току изменялась от минимального значения, которое равного 36,5 В/(А·Тл) (при L/W = 1,25) до значения насыщения 70 В/(А·Тл) (при L/W = 3). Для отношения длины к ширине L/W = 2,5 чувствительность по току S_I достигает значения 68,5 В/(А·Тл), а при L/W = 3 изменение составляет всего 2,5 %. Поэтому не имеет смысла увеличивать это отношение, на практике обычно используют соотношение L/W = 2...3.



На рис. 3 представлены зависимости напряжения Холла от величины магнитного поля для различных значений входного тока. Результаты моделирования показывают, что магнитная чувствительность исследуемой структуры остается постоянной при раз-

личных значениях входных токах. Для повышения напряжения Холла следует увеличить входной ток, так как выходное напряжение Холла пропорционально величине входного тока. Так при повышении входного тока I от 0,2 мА до 0,6 мА величина напряжения Холла V_X повышается в 3 раза. При дальнейшем повышении входного тока I до 1,0 мА величина напряжения Холла V_X увеличивается до 5 раз.

На рис. 4 представлена зависимость чувствительности по току датчика Холла от температуры при значении магнитного поля B = 0,1 Тл и входного тока I = 1,0 мА. Магнитная чувствительность по току изменяется в диапазоне от 66,4 до 71,9 В/(А·Тл) при температуре от комнатной до 375 °C. С использованием линейной множественной регрессии рассчитано значение температурного коэффициента магнитной чувствительности по току, величина которого составила 273 мил.⁻¹/°C. Полученное значение свидетельствует о высокой эффективности предлагаемой конструкции по сравнению с традиционными решениями датчиков Холла в диапазоне высоких температур.



Рис. 4. Зависимости чувствительности по току датчика Холла от температуры при B = 0,1 Тл и входного тока I = 1,0 мА

Рис. 5. Зависимости подвижности и концентрации электронов от температуры

На рис. 5 представлены температурных зависимостей концентрации и подвижности носителей заряда. Показано, что при повышении температуры от 27 до 375 °C, подвижность и концентрация уменьшаются монотонно. При комнатной температуре подвижность AlGaN/GaN гетероперехода близка к 1260 см²/(В·с) с плотностью носителей 9,4·10¹² см⁻². Слабая температурная зависимость магнитной чувствительности по току объясняется высокой стабильностью концентрации ДЭГ на границе гетероструктуры AlGaN/GaN. Аналогичное изменение рабочей температуры приводит к уменьшению примерно на 8 % плотности носителей заряда, что объясняет незначительное увеличение магнитной чувствительности по току S_I .

Таблица

Элект	рические	характе	ристики	латчиков	Холла	при	комнатной	темпе	рату	vne
Jucki	ph leekiie	Aupunto	phorman	dui micop	21051510	mpm	Rominarmon	remite	pur	ype

Структуры	Конц. носители N_{S} (см ⁻²)	Подвижн. электр. µ _e , (см ² /В·с)	<i>S</i> _{<i>I</i>} , В/А·Тл (25°С)	<i>TCI</i> , %/°C	Литература
AlGaN/GaN	$1,04.10^{13}$	1360	77,0	+0,05	[3]
AlGaN/GaN	$1,15\cdot10^{13}$	2200	54,5	+0,01	[2]
AlGaAs/GaAs	$1,83 \cdot 10^{12}$	5080	2540,0	-1,38	[3]
AlGaAs/GaAs	$2,0.10^{12}$	6500	200,0	-0,08	Tech. GmbH & Co. KG
AlGaN/GaN	9,4·10 ¹²	1260	66,4	+0,02	В этой работе

В таблице представлены данные сравнения электрических характеристик конструкций датчиков Холла представленных в различных литературных источниках, измеренных при комнатной температуре, с результатами компьютерного моделирования описанного в работе конструктивного решения. Показано, что предлагаемая конструкция датчика Холла обладает наилучшей магнитной чувствительностью и температурным коэффициентом магнитной чувствительности.

Заключение

Исследованы электрические и магнитные характеристики ДХ на основе гетероструктуры AlGaN/GaN при высоких температурах. Результаты компьютерного моделирования показали, что магнитная чувствительность по току достигает значения $S_I = 70 \text{ B/(A·Tл)}$ при L/W = 2,5. При повышении отношении длины к ширине до 3 изменение составляет 2,5 %.

Увеличение выходного напряжения Холла можно обеспечить повышением входной ток, так как напряжение Холла пропорционально величине входного тока. Так при повышении входного тока I (от 0,2 до 0,6 мА) величина напряжения Холла V_X повышается в 3 раз. При дальнейшем повышении входного тока I (до 1,0 мА) величина напряжения Холла V_X составляет в 5 раз.

Магнитная чувствительность предлагаемой конструкции ДХ стабильна в диапазоне температур от 27 °C ($S_I = 66,4$ В/А·Тл) до 375 °C ($S_I = 71,9$ В/А·Тл); величина температурного коэффициента магнитной чувствительности составила 273 мил.⁻¹/°C.

Благодарности

Исследования выполняются при финансовой поддержке и в рамках решения задач государственных программ научных исследований «Информатика, космос и безопасность» (задание 1.8.05) и «Фотоника, опто- и микроэлектроника» (задания 3.1.01, 3.1.02, 3.2.01).

Список литературы

1. Тонкопленочный кремниевый магниточувствительный полевой транзистор холловского типа с расширенным до 350 °C диапазоном рабочих температур / А.В. Леонов [и др.] // Письма в ЖТФ. 2016. Т. 42. Вып. 2. С. 30–36.

2. High Temperature Hall sensors using AlGaN/GaN HEMT Structures / S. Koide [et al.] // AP – IRC. 2011. Vol. 11. P. 1–4.

3. McCluskey F., Grzybowski R., Podlesak T. High temperature electronics // CRC Press, Inc. New York. 1997.

4. High temperature electrical investigation of (Al,Ga)N/GaN heterostructures Hall sensor applications / C. Consejo [et al.] // Phys. Stat. Sol. 2005. Vol. 2. P. 1438–1443.

5. Investigation of AlGaN/AlN/GaN heterostructures for magnetic sensor application from liquid helium temperature to 300 $^{\circ}$ C / L. Bouguen [et al.] // Appl. Phys. Lett. 2008. Vol. 92. P. 043504.

6. http://www.silvaco.com/

ИЗГОТОВЛЕНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ КОНДЕНСАТОРОВ НА ОСНОВЕ РЕСVD – Si_3N_4

 Φ . В. Зеленов¹, А. Н. Масюгин¹, А. Б. Иванов¹, С. О. Коновалов¹, М. О. Тютюнник², Φ . А. Барон¹

¹Научно-производственное предприятие «Радиосвязь» 660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19 E-mail: Fyodor.zelenov@yandex.ru ²Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28

Описывается технологический маршрут изготовления тонкопленочных металл-диэлектрик-металл конденсаторов, предназначенных для поверхностного монтажа на гибридные схемы. Конденсаторы изготовлены на основе Si₃N₄ осажденного методом плазменно-химического осаждения из газовой фазы на медной подложке.

На базе научно-производственного предприятия (НПП) «Радиосвязь» изготовлены тонкопленочные конденсаторы с использованием метода плазменно-химического осаждения из паровой фазы (PECVD). Основной особенностью полученных конденсаторов является то, что они выполнены на медной подложке и затем разделены на дискретные элементы. Это делает их пригодными для поверхностного монтажа в гибридных схемах. Тонкопленочные конденсаторы являются одними из наиболее распространенных элементов гибридных интегральных микросхем, поэтому изучение конденсаторов на основе пленки PECVD-Si₃N₄ является актуальной темой в развитии микроэлектроники.

Производственный процесс осуществлялся по планарной кремниевой технологии. В качестве подложки выбрана медная фольга, которая также является нижним электродом. Из медной фольги толщиной 0,2 мм вырезалась круглая пластина диаметром 100 мм. Затем передняя сторона этой пластины подвергалась химической очистке и химико-механической полировке (СМР). Технология СМР позволяла сделать поверхность меди зеркально гладкой. Степень шероховатости нижнего электрода критически влияет на напряжение пробоя вышележащего диэлектрика [1]. Тем не менее, наличие естественного оксидного слоя на поверхности меди препятствовало достижению адгезии на интерфейсе между медью и осажденным PECVD-Si₃N₄. Чтобы решить эту проблему и удалить оксид меди, перед осаждением пленки Si₃N₄, в той же камере PECVD, проводилась обработка медной пластины в плазме NH₃ [2]. После такой обработки успешно достигнута адгезия на границе раздела Cu / Si3N4.

Плазменная обработка происходила при температуре 300 °C, при мощности высокочастотного (13,56 МГц) разряда – 300 Вт, давлении процесса – 500 мТорр, и потоке NH₃ – 300 см³/мин. Сразу же после обработки реализуется осаждение 260 нм Si₃N₄ при температуре 300 °C и смешанной частоте плазменного разряда, со следующими параметрами: рабочее давление – 800 мТорр, мощность на низкой частоте (380 кГц) – 80 Вт, время на низкой частоте – 0,5 с, мощность на высокой частоте (13,56 МГц) – 30 Вт, время на высокой частоте – 6 с, поток He – 980 см³/мин, поток NH₃ – 13 см³/мин, поток SiH₄ – 1000 см³/мин, скорость осаждения – 10 нм/мин.

Конденсаторы сформированы на подложке с различной площадью верхнего электрода. На рис. 1 показаны конденсаторы после формирования верхних электродов. Формирование верхнего электрода осуществляется с помощью электронно-лучевого напыления и метода взрывной литографии (lift-off). Структура верхнего электрода состоит из слоев 20 нм Cr / 2 мкм Cu.

Для разделения конденсаторов пленка Si_3N_4 травилась через маску фоторезиста с помощью реактивного ионного травления в плазме CF_4 . Затем медная подложка травилась в водном растворе хлорного железа нагретого до 60 °C.

Значения емкости и коэффициента рассеяния (тангенс угла диэлектрических потерь, обратно пропорциональный добротности) измерены на конденсаторах с различной активной площадью. На рис. 2 показаны графики емкости и коэффициента рассеяния в зависимости от площади верхнего электрода. Используя эти данные была определена удельная емкость – 227 пФ/мм². Измерения проводились на частоте 1 кГц.



Рис. 1. Конденсаторы на медной подложке



Рис. 2. Графики диаграммы емкости и коэффициента рассеяния в зависимости от площади верхнего электрода

Следует отметить, что с увеличением площади верхнего электрода имеется тенденция к увеличению значения коэффициента рассеяния. Вероятно, это связано с низким качеством нитрида кремния, который содержит много дефектов. Таким образом, число дефектов возрастает в каждом конкретном конденсаторе за счет увеличения его площади. Эти дефекты могут увеличить ток утечки на постоянном токе и, следовательно, привести к увеличению коэффициента рассеяния. Напряжение пробоя также сильно зависит от площади верхнего электрода и имеет среднее значение не более 10 В. Было установлено, что уровень напряжения пробоя уменьшается с увеличением площади конденсатора. В дальнейшем мы планируем заменить диэлектрический материал на высококачественный оксид алюминия, осажденный с использованием атомно-слоевого осаждения (ALD).

Список литературы

1. Cong W., Nam-Young K. Fabrication of metal-insulator-metal capacitors with SiN_x thin films deposited by plasma-enhanced chemical vapor deposition // Trans. Electr. Electron. Mater. 2009. Vol. 10. No 5. P. 147–151.

2. Comparison of H_2 and NH_3 Treatments for Copper Interconnects / C. Yu-Min, L. Bing-Hong, W. Ying-Lung [et al.] // Adv. in Mat. Scien. and Engin. 2013. Vol. 2013. ID 825195.

ПРИБОРНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНЫХ ДИОДОВ ШОТТКИ

И. Ю. Ловшенко¹, Я. А. Соловьев², В. А. Солодуха³, В. Р. Стемпицкий¹

 ¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники 220013, Республика Беларусь, г. Минск, ул. П. Бровки, 6 E-mail: lovshenko@bsuir.by
²Филиал «Транзистор» ОАО «ИНТЕГРАЛ»
220108, Республика Беларусь, г. Минск, ул. Корженевского, 16
³ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ»
220108, Республика Беларусь, г. Минск, ул. Казинца, 121А

Рассмотрены конструкции высокотемпературных диодов Шоттки. Проведено технологическое и приборное моделирование структур с разными эпитаксиальными слоями при вариации разницы работы выхода Me-Si и температуры.

В настоящее время в полупроводниковой электронике все более широко используются полупроводниковые диоды с барьерами Шоттки, что обусловлено их высоким быстродействием в сравнении с биполярными приборами [1]. Диоды Шоттки (ДШ) на основе кремния, в том числе мощные, представляют собой перспективную элементную базу современной полупроводниковой электроники. С каждым годом на мировом рынке возрастает объём продаж этих изделий и расширяется их номенклатура.

Допустимый ток при прямом смещении барьера Шоттки и величина обратного рабочего напряжения определяются характеристиками энергетического барьера в контакте металл-кремний (Me-Si) [2]. Однако, как показано в [3, 4], наиболее стабильные свойства контактов Шоттки обеспечиваются при использовании барьера типа изоморфный силицид переходного металла-кремний. Применение контактов такого типа оправдано также тем, что для реализации ряда конструкций приборов предусматриваются высокотемпературные операции, следующие в технологическом процессе после формирования контактов Шоттки. Температура на этих операциях может достигать 650 °C, и поэтому за время проведения таких операций происходят твёрдофазные реакции контактного металла с кремнием с образованием соответствующих силицидов.

При выборе материалов планарных плёночных контактов для мощных диодов Шоттки из числа переходных металлов, которые в технологическом процессе вступают с кремнием в реакцию с образованием силицидов, следует решить компромиссную задачу: с одной стороны, получить низкое переходное сопротивление выпрямляющего контакта в условиях прямого смещения и, с другой стороны, обеспечить минимальные токи утечки прибора при обратном смещении. Опробован ряд материалов плёночных контактов – как чистых переходных металлов, так и их сплавов или комбинаций в многослойной структуре. Основные варианты контактов в диодах Шоттки приведены в работе [5]. Зонная структура контакта Шоттки приведена на рис. 1.

Ток ДШ формируется электронами, преодолевающими энергетический барьер ов со стороны полупроводника. Приближенное выражение для тока ДШ можно представить в следующем виде:

$$J_{n} = A^{**}T^{2}S \exp[-\varphi_{e} / \kappa T] [\exp(U_{EUU} / \varphi_{T}) - 1] = J_{0} [\exp(U_{EUU} / \varphi_{T}) - 1]$$

где A^{**} – эффективное значение постоянной Ричардсона (А / см² · К2); *S* – площадь ДШ, см²; *T* – температура, К; *k* – постоянная Больцмана; $\varphi_{\rm B}$ – высота потенциального барьера металл–полупроводник, эВ; $U_{\rm БШ}$ – напряжение на переходе, В; $\varphi_T = k \cdot T / q$ – температурный потенциал; *q* – заряд электрона, Кл.

Из анализа выражения следует, что для заданных напряжений смещения значения тока ДШ уменьшается с ростом высоты потенциального барьера [6].



Рис. 1. Зонная структура выпрямляющего контакта металл–полупроводник: J_n – ток основных носителей заряда; φ_B – высота потенциального барьера металл–полупроводник; E_C – энергия дна зоны проводимости; E_F – энергия уровня Ферми; E_{DN} – энергия глубоких уровней; E_V – энергия потолка валентной зоны



Рис. 2. Структура диода Шоттки: 1 – подложка (280 КЭМ 0,003 (111)); 2 – эпитаксиальный слой; 3 – охранное кольцо; 4 – защитный слой; 5 – металлизация анода; 6 – металлизация катода (Ti-Ni-Ag)

Моделирование технологического маршрута формирования структуры ДШ и его вольтамперных характеристик выполнялось с использованием программного комплекса компании Silvaco [7]. На рис. 3 приведены прямая и обратная ветвь вольт-амперных характеристик для структур ДШ с разными эпитаксиальными слоями: для структур с номинальным напряжением пробоя 45 В используется эпитаксиальный слой 4,5КЭФ0,6, для 60 В – эпитаксиальный слой 6КЭФ1,3, для структуры с номинальным напряжением пробоя 100 В – эпитаксиальный слой 9КЭФ2,5.

Для определения влияния температуры внешней среды и разницы работ выхода Me-Si проведено приборное моделирование структуры, с номинальным напряжением пробоя равным 100 В. Работа выхода анода варьировалась в пределах от 4,8 эВ до 5,3 эВ (разница работ выхода Me-Si таким образом варьировалась в пределах от 0,1 эВ до 0,6 эВ). Результаты моделирования, представленные на рис. 4, показывают, что величина разницы работ выхода Me-Si оказывает несущественное влияние на величину напряжения пробоя.

Даже при изменении разницы работ выхода Me-Si в 6 раз (со значения 0,1 эВ до значения 0,6 эВ), напряжение пробоя диода Шоттки увеличивается всего на 0,36 % (со значения 123,28 В до значения 123,72 В). В отличие от напряжения пробоя токи утечки в большей степени зависят от разницы работ выхода Me-Si. Так ток катода I_c при напряжении на катоде при $U_c = 100$ В равен $I_c = 1,7 \cdot 10^{-3}$ А (для структуры с разницей работ выхода Me-Si 0,1 эВ) и $I_c = 9,1 \cdot 10^{-5}$ А (для структуры с разницей работ выхода Me-Si 0,2 эВ).



Рис. 3. Зависимость тока анода от напряжения на аноде (*a*) и тока катода от напряжения на катоде (*б*) для диодов Шоттки с разными эпитаксиальными слоями 4,5КЭФ0,6 (1); 6КЭФ0,6 (2) и 9КЭФ0,6 (3)



Рис. 4. Зависимость тока катода от напряжения на катоде при вариации работы выхода Me-Si

На рис. 5 представлены результаты моделирования зависимости тока катода от напряжения на катоде при вариации температуры окружающей среды для структуры с работой выхода анода равной 5,2 эВ. Температура менялась в пределах от 27 °C до 175 °C. Из графиков зависимостей видно, что при увеличении температуры внешней среды напряжение пробоя увеличивается. При повышении температуры до 125 °C напряжение пробоя увеличивается на 6,7 % (со значения 123,633 В при 27 °C до 131,875В при 125 °C). При дальнейшем повышении температуры на 25 °C (до значения 150 °C) напряжение пробоя увеличивается на 1,7 % (до значения 134,125 В). При температуре 175 °C напряжение пробоя равняется 136,250 В, что на 1,6 % больше величины напряжения пробоя при 150 °C.

Установлено, что разница работ выхода Me-Si не влияет на напряжение пробоя структуры, но при повышении этой разницы существенно снижаются токи утечки

 $(I_c = 1,7\cdot10^{-3}$ А при $U_c = 100$ В (для структуры с разницей работ выхода Me-Si 0,1 эВ) и $I_c = 9,1\cdot10^{-5}$ А при $U_c = 100$ В (для структуры с разницей работ выхода Me-Si 0,2 эВ)). Кроме того, повышение разницы работ выхода более 0,4 эВ не эффективно, т.к. дальнейшее увеличение разницы работ выхода при температуре окружающей среды T = 27 °C практически не снижает ток утечки ($I_c = 6,73\cdot10^{-8}$ А для материала с работой выхода 5,1 эВ; $I_c = 6,72\cdot10^{-8}$ А для материала с работой выхода 5,1 эВ; $I_c = 6,72\cdot10^{-8}$ А для материала с работой выхода 5,1 эВ, но зато сильно уменьшает прямой ток через диод ($I_a = 2,88\cdot10^{-3}$ А при $U_a = 0,5$ В для структуры с разницей работ выхода Me-Si 0,4 эВ; $I_a = 2,56\cdot10^{-4}$ А при $U_a = 0,5$ В для структуры с разницей работ выхода Me-Si 0,6 эВ).



Рис. 5. Зависимость тока катода от напряжения на катоде при вариации температуры

Исследования выполняются при финансовой поддержке и в рамках решения задач государственной программы научных исследований «Фотоника, опто- и микроэлектроника» (задание 3.2.01).

Список литературы

1. Huang A.Q. Recent developments of power semiconductor devices // VPEC Seminar Proceedings, September 1995. P. 1.

2. Достанко А.П., Баранов В.В., Шаталов В.В. Плёночные токопроводяшие системы СБИС. Мн.: Выш. шк., 1989. 238 с.

3. Мьюрарка Ш.П. Силициды для СБИС. Пер. с англ. В.В. Баранова / под ред. Ю.Д. Чистякова. М.: Мир, 1986. 176 с.

4. Диоды Шоттки на основе переходных металлов и их силицидов / Л.П. Ануфриев, В.В. Баранов, В.В. Глухманчук, Я.А. Соловьёв, М.В. Тарасиков // Тр. VIII Междунар. НТК «Актуальные проблемы твёрдотельной электроники и микроэлектроники». Ч. 1. Таганрог. 2002. С. 157–159.

5. Материалы плёночных контактов диодов Шоттки, актуальные проблемы твердотельной электроники и микроэлектроники / В.В. Баранов, Я.А. Соловьёв, Д.Л. Ануфриев, М.В. Тарасиков // Тр. IX Междунар. НТК «Актуальные проблемы твёрдотельной электроники и микроэлектроники». Таганрог, 2004.

6. Громов Д.В., Краснюк А.А. Материаловедение для микро- и наноэлектроники: учеб. пособие. М.: МИФИ, 2008. 156 с.

7. http://www.silvaco.com.

СНИЖЕНИЕ ЭФФЕКТОВ ГОРЯЧИХ НОСИТЕЛЕЙ В СУБМИКРОННЫХ КМОП ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ

А. Г. Мустафаев¹, Н. В. Черкесова², Г. А. Мустафаев²

¹Дагестанский государственный университет народного хозяйства 367008, г. Махачкала, ул. Д. Атаева, 5 E-mail: arslan_mustafaev@mail.ru ²Кабардино-Балкарский государственный университет 360004, г. Нальчик, ул. Чернышевского, 175

Обсуждаются возможности оптимизации технологии производства КМОП интегральных схем с субмикронными размерами элементов, удовлетворяющих требованиям минимальной деградации схем при воздействии горячих носителей. Для этого необходимы изменения структуры, переход от обычных структур по мере уменьшения размеров элементарных элементов приборов к структурам с двойной диффузией, а при дальнейшем уменьшении характеристических размеров к слаболегированным структурам и снижению напряжения питания.

При уменьшении геометрических размеров элементов, изготовленных по КМОП технологии, проблемы снижения надежности, связанные с воздействием горячих носителей и с деградацией характеристик интегральных схем (ИС) под действием этих носителей, усугубляются [1–3]. Инжекция горячих носителей, генерируемых при ударной ионизации в области электрических полей, приводит к деградации характеристик схем. Токи подложки, образующиеся при генерации дырок во время ударной ионизации, могут приводить к «защёлкиванию».

Основными путями подавления горячих носителей являются [4]:

снижение интенсивности генерации горячих носителей;

снижение интенсивности инжекции горячих носителей;

уменьшение количества центров захвата горячих носителей;

уменьшение интенсивности разрыва связей во время инжекции носителей.

Горячие носители являются причиной наиболее интенсивной деградации транзисторов (рис. 1). Основным фактором, позволяющим снизить генерацию горячих носителей, является уменьшение напряженности электрического поля и разделение пути максимума тока и положения максимальной напряженности электрического поля. Источником горячих носителей могут быть горячие электроны канала и пары электрондырка, возникающие при ударной ионизации. Лавинная инжекция горячих электронов при условиях, когда напряжение на затворе меньше, напряжения на канале приводит к интенсивной деградации приборов. Общее количество горячих носителей при ударной ионизации представляет собой интеграцию результатов, определяемых плотностью тока и интенсивностью ударной ионизации. Ударная ионизация зависит экспоненциально от обратной величины напряженности электрического поля. Уменьшение напряженности поля снижает энергию электронов, в связи с чем возникает меньшая вероятность инжекции горячих носителей и повреждения поверхности раздела Si-SiO₂, Другим важным фактором при подавлении инжекции горячих носителей является глубина области, в которой происходит ударная ионизация, чем меньше эта глубина, тем больше возможность достижения границы между кремнием и двуокисью кремния, горячими носителями.

Вероятность инжекции может быть представлена соотношением:

$$P = \exp\left[\left(\frac{\Phi_b}{k * T_c}\right) \times \left(\frac{x}{\lambda}\right)\right],$$

где Φ – энергия, необходимая для преодоления барьера и повреждения границы кремний-двуокись кремния; T_c – это температура электронов; x – расстояние до границы кремний-двуокись кремния. Вторая экспоненциальная составляющая описывает вероятность того, что электроны на расстоянии x достигнут границы кремний-двуокись кремния без столкновений, λ – это средний свободный, зависящий от энергии путь. Ограничение положения инжектируемых горячих носителей по отношению к краю затвора уменьшает влияние последовательного сопротивления, особенно в приборах с слаболегированным каналом.



Рис. 1. Горячие носители вследствие ударной ионизации приводят к генерации электронно-дырочных пар. В области стока горячие носители, образованные в лавинном процессе, инжектируются в подзатворный окисел (Ig). Часть горячих носителей образует паразитный ток в подложке (Ib) [5]

Механизм захвата горячих носителей включает в себя захват в объеме окисла и генерацию ловушек граничной областью кремний-двуокись кремния, ловушек горячих дырок и горячих электронов. Генерация ловушек является основной причиной деградации характеристик приборов, вызываемой захватом дырок и электронов. Механизм захвата горячих носителей может быть подразделен на три составляющие:

захват положительных зарядов центрами захвата дырок;

нейтрализованные центры захвата;

захват медленных электронов.

Нейтрализованные центры захвата формируются при захвате горячих дырок. Захваченные дырки работают как захватные центры для эмитируемых в дальнейшем электронов. После захвата электронов они становятся нейтрализованными захватными центрами. Суммарный захваченный заряд является суммой этих трех компонентов. Амплитуда захваченных зарядов является функцией количества центров захвата. Улучшение техники создания окисла, уменьшение содержания водорода при изготовлении приборов, зависящее от технологии изготовления приборов, уменьшает захват зарядов и степень деградации характеристик приборов, обусловленную инжекцией горячих носителей. В субмикронных схемах, конструкция области канала должна разрабатываться с учетом необходимости уменьшения эффекта горячих носителей [6]. Смысл этих изменений технологии в углублении положения области, в которой происходит максимум лавинной генерации горячих носителей. Увеличение глубины области понижает возможность достижения горячими носителями границы Si-SiO₂.

Захват заряда в окисле и на границе кремний-двуокись кремния, приводит к смещению порогового напряжения, изменению крутизны субпороговой характеристики, понижению проводимости и тока в линейной области. Интенсивность изменения этих характеристик зависит от конструкции приборов. Существуют возможности регулирования этих характеристик изменением энергии дырок и электронов в области поверхности кремния у краев затвора. Горячие электроны канала являются основным источником горячих носителей при высоких смещениях затвора. Большая часть канальных горячих электронов перемещается параллельно поверхности кремния. Эти канальные горячие электроны переориентируются по отношению к поверхности кремния при помощи процесса рассеивания и только тогда они инжектируются в двуокись кремния. Это и является причиной того, что возможность инжекции канальных горячих электронов меньше, чем возможность инжекции горячих электронов, генерированных лавинным процессом. Именно поэтому существенно меньше деградация проводимости под действием высокого смещения затвора.

В принципе проблема деградации характеристик интегральных КМОП схем из-за воздействия горячих носителей может быть полноценно решена. Может быть обеспечено требуемое снижение интенсивности деградации, для этого при уменьшении размеров элементов сложных интегральных схем необходим переход на иные технологии производства и иные структуры схем, уменьшение напряжения питания. Закономерности, которые управляют этими процессами, ясны. Усложнение структур, изменение технологии производства затрудняют производство интегральных схем, удорожают их, но с этим следует считаться. В принципе, долговечность интегральных схем, определяемую деградацией из-за воздействия горячих носителей, можно увеличивать, понижая в необходимой степени интенсивность деградации.

Список литературы

1. Takeda E., Yang C.Y., Miura-Hamada A. Hot-Carrier Effects in MOS Devices. Academic Press, 1995. 312 p.

2. Modeling of Hot-Carrier Stressed Characteristic of Submicrometer PMOSFETs / S.L. Jang, T.H. Tang, Y.S. Chen et al. // Solid State Electronics. 1996. Vol. 39. No. 7. P. 1043–1049.

3. Groeseneken G. Hot carrier degradation and ESD in submicron CMOS technologies: how do they interact? // IEEE Trans. Device and Materials Reliability. 2001. Vol. 1. P. 23–32.

4. Hot carrier effects in trench-based integrated power transistors / P. Moens, J. Roig, B. Desoete et al. // 2009 IEEE International Reliability Physics Symposium. 2009. P. 416–420.

5. Takeda E., Suzuki N., and Hagiwara T. Device Performance Degradation to Hot-Carrier Injection at Energies Below the Si-SiO₂ Energy Barrier // Proc. Intl. Electron Devices Meeting. 1983. P. 396–399.

6. Мустафаев Г.А., Мустафаев А.Г., Мустафаев А.Г. Влияние конструкции на характеристики субмикронных КНИ МОП-транзисторов // Нано и микросистемная техника. 2010. № 7. С. 8–12.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ГЕНЕРАТОРОВ С РАДИОКОМПОНЕНТАМИ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ

Г. С. Никонова, И. В. Никонов

Омский государственный технический университет 644050, г. Омск, Проспект Мира, д. 11 E-mail: info@omgtu.ru

В радиотехнических устройствах, применяемых в современных системах связи, в последние годы довольно успешно применяются устройства с радиокомпонентами на поверхностных акустических волнах (ПАВ). Это объясняется надежностью, малыми размерами ПАВ-устройств, а также возможностью их применения на частотах от 10–15 МГц до 2–3 ГГц. У полосовых ПАВ-фильтров с кольцевой или резонаторной то-пологией преобразователей удается получить ослабление в полосе задерживания до 60–65 дБ, а при каскадном включении фильтров – даже более 120 дБ [1]. У ПАВ-генераторов с резонаторами на данном этапе также уже достигаются приемлемые для практического применения характеристики в частотном диапазоне выше 100–200 МГц, в частности, кратковременная стабильность частоты колебаний – до 10^{-10} – 10^{-11} относительных единиц [1,2]. Таким образом на данный момент принципиально возможно проектировать и применять генераторы с устройствами на поверхностных акустических волнах не только в качестве управляемых, но и в качестве опорных генераторов 2–3 классов.

Типичная последовательность основных этапов при проектировании ПАВфильтров следующая: составление технического задания; выбор материала звукопровода; выбор планируемой топологии преобразователей; моделирование топологии без учета эффектов второго порядка и анализ частотных характеристик; корректировка топологии по результатам моделирования, учет некоторых эффектов второго порядка; изготовление и исследование опытного образца. Однако для реального проектирования готовые алгоритмы и программы найти практически невозможно. Поэтому для проектировании топологии ПАВ-фильтров, как правило, приходиться самостоятельно разрабатывать алгоритмы и программы проектирования топологии преобразователей, а для проектирования ПАВ-генераторов целесообразно разработать универсальный алгоритм, включающий проектирование ПАВ-фильтра и электронной части схемы генератора.

В проведенных исследованиях применялся разработанный алгоритм проектирования, описанный в [3], включающий следующие основные этапы:

формулирование электрических и иных требований к проектируемому генератору (центральная частота; долговременная, температурная и кратковременная нестабильность частоты колебаний; режимная нестабильность частоты колебаний; пределы подстройки или перестройки частоты генератора; мощность фазовых шумов при различных отстройках; уровень дискретных составляющих в спектре сигнала; значение сопротивления нагрузки; мощность выходного сигнала при заданной нагрузке; время установления колебаний по выбранному критерию; джиттер; массогабаритные и другие требования);

формулирование электрических и иных требований к ПАВ-устройству (фильтру) генератора исходя из общих требований к генератору (требования к амплитудночастотной и фазочастотной характеристикам, к эквивалентным входным сопротивлениям фильтра, к добротности, к возможности перестройки частоты и температурной компенсации в заданных пределах);

выбор реализации ПАВ-устройства (линия задержки или резонатор) в зависимости от заданных требований (центральная частота, диапазон перестройки частоты, нестабильность частоты и другие требования);

выбор схемотехнического решения усилителя для проектируемого генератора в зависимости от выбранного варианта ПАВ-устройства (трехточечная или фильтровая схема с ПАВ-резонатором, либо одно-двух каскадная схема с ПАВ ЛЗ в цепи обратной связи);

выбор варианта функционального узла для подстройки или перестройки частоты колебаний (внешний фазовращатель либо дополнительное ПАВ-устройство);

выбор (при необходимости) варианта температурной компенсации частоты ПАВгенератора для последующего проектирования (внешние элементы либо дополнительное ПАВ-устройство для термокомпенсации);

проектирование топологии ПАВ-устройства с учетом требований к характеристикам генератора, анализ характеристик разрабатываемого ПАВ-устройства;

выбор стандартных радиоэлементов в зависимости от значения центральной частоты, мощности выходного сигнала, фазовых шумов, диапазона перестройки частоты). Разработка схемы электрической принципиальной генератора, схемы электрической эквивалентной генератора;

моделирование эквивалентной схемы генератора с разработанным ПАВустройством и выбранными радиоэлементами принципиальной схемы с помощью типовых или самостоятельно разработанных программ;

анализ результатов моделирования, корректировочное проектирование (при необходимости) ПАВ-устройства, схемы генератора, повторное моделирование;

изготовление образцов устройств, экспериментальные исследования характеристик, корректировочное проектирование (при необходимости).

Было проведено моделирование и экспериментальные исследования ПАВгенераторов с различным схемным построением. В частотном диапазоне выше 150–200 МГц при небольших размерах пьезоподложек (площадью менее 1 см²) лучшие характеристики при моделировании были получены в схемах генераторах с ПАВрезонаторами. Была выбрана основная схема электрическая принципиальная генератора с ПАВ-резонатором, для которой проводилось моделирование (рис. 1).



Рис. 1

В этой схеме (рис. 1) обеспечивались лучшие условия согласования ПАВрезонатора и активного элемента. На рис. 2, *а* показана топология одновходового резонатора для ПАВ-генератора, а на рис. 2, *б* – эквивалентная схема резонатора для первой гармоники.



Результаты моделирования ПАВ-генератора с резонатором на частоту 500 МГц следующие: относительная мощность фазовых шумов при отстройке от средней частоты генерации 1 кГц – минус 140–145 дБ/Гц; при отстройке 10 кГц – минус 160– 175 дБ/Гц. Для частоты генерации 20 МГц спектральные характеристики были хуже на 20 дБ при тех же частотных отстройках, в связи с меньшей эквивалентной добротностью ПАВ-резонатора, который мог быть выполнен для этой частоты на пьезоподложке небольшого размера.

При экспериментальных исследованиях макета ПАВ-генератора также исследовались спектральные характеристики выходного сигнала генератора (частота генерации 20 МГц). В целом результаты соответствовали результатам моделирования (при применении в генераторе таких же, как и при моделировании, транзисторов). Кратковременная стабильность частоты выходного сигнала генератора была не хуже 0,1 ppb. Полученные результаты удовлетворяют требованиям, предъявляемы к проектированию современной радиоаппаратуры и в перспективе ПАВ-генераторы найдут свое применение в радиоаппаратуре УКВ диапазона.

Список литературы

1. Малий Н.Ю., Никонова Г.С., Никонов И.В. ПАВ-фильтры для приемо-передающей радиоаппаратуры [Электронный ресурс] // Сб. науч. тр.; науч. ред. В. Н. Бондаренко. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2016. 1 электр. опт. диск (31 Мб). С. 94–96.

2. Никонова Г.С., Никонов И.В. Управляемые ПАВ генераторы для систем частотного синтеза [Текст] // Техника радиосвязи. 2013. № 2 (20). С. 118–123.

3. Никонова Г.С., Никонов И.В. Минимизация фазовых шумов ПАВ генератора за счет системного проектирования [Текст] // Известия вузов. Физика. 2015. № 8-3. С.114–117.

ОСОБЕННОСТИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ МОЩНЫХ СВЧ-ТРАНЗИСТОРОВ МЕТОДОМ ВНУТРЕННОГО ФОРМИРОВАНИЯ СТРУКТУР

В. А. Солодуха, Ю. П. Снитовский, Я. А. Соловьёв

OAO «Интеграл» 220108, Республика Беларусь, г. Минск, ул. Казинца, 121А E-mail: VSaladukha@integral.by, Yu.snitovsky@tut.by, Jsolovjov@integral.by

Показана возможность создания мощных CBЧ кремниевых n-p-n транзисторов в диапазоне частот ≥ 1 ГГц методом ионного легирования кремния ионами B⁺ через слой SiO₂ и эмиттерные окна в нем с последующим введением в них ионов P⁺ и отжигом в атмосфере Ar. Новый процесс обеспечивает снижение трудоемкости изготовления и улучшение частотных и мощностных характеристик транзисторов.

Поиск компромиссных решений, обеспечивающих оптимальное сочетание энергетических и частотных характеристик кремниевых биполярных транзисторов привел к тому, что сложился определенный подход к их конструированию [1]. Однако дальнейшее улучшение параметров и качества этого класса приборов на основе сложившегося подхода исчерпал свои возможности. Это связано с тем, что в настоящее время в некоторой степени реализованы предельные возможности современной технологии.

С другой стороны существуют причины фундаментального характера, при этом для транзисторов спад выходной мощности с ростом частоты подчиняется зависимости $\sim 1/f^2$ [2]. В такого рода ситуации необходим поиск дополнительных возможностей для улучшения качества и выходных параметров транзисторов, в частности, с использованием метода внутреннего формирования структур (самосовмещение и самоформирование) [3] без изменения горизонтальных размеров и формы коллекторной, базовой и эмиттерной областей. В работе приведены результаты сравнительных данных по особенностям формирования структуры мощного СВЧ-транзистора по стандартной технологии и новой (методом внутреннего формирования структур).

Основные операции, входящие в состав технологического маршрута формирования структуры мощного биполярного СВЧ-транзистора представлены на рис. 1 (стандартная технология) и рис. 2 (новая технология).

В стандартной технологии после пирогенного выращивания толстого (~0,65 мкм) слоя SiO₂ на однослойной эпитаксиальной структуре 10КЭФ1,8/350ЭКЭС0,01(111) при температуре 1150 °C и длительности 1 ч (рис. 1, *a*) формируется p^+ -пассивная база фотолитографией и травлением окон в SiO₂ с последующей имплантацией ионов B⁺ через окна в SiO₂ дозой 8,7×10¹⁵ см⁻² и энергией 40 кэВ (рис. 1, *б*). После отжига в среде сухого O₂ при температуре 1150 °C в течение 15 мин ($x_j \sim 1,9$ мкм, $R_s = 40$ Oм/кв) проводится формирование области базы путем вскрытия окон в SiO₂ (рис. 1, *e*), имплантации ионов B⁺ дозой 1,4×10¹⁴ см⁻² и энергией 40 кэВ (рис. 1, *e*) и последующим пиролитическим осаждением пленки SiO₂ толщиной ~0,3 мкм. Отжиг радиационных дефектов и окончательное формирование области базы осуществляется в две стадии: при температуре 940 °C в течение 7 мин во влажном O₂ и в течение 7 мин в сухой атмосфере. При этом получается глубина залегания *p*–*n*-перехола $x_j \sim 0,3$ мкм, поверхностное сопротивление $R_s = 520$ Ом/кв. Формирование области эмиттера проводится имплантаций ионов P⁺ (доза 8,7×10¹⁵ см⁻² и энергия 35 кэВ) в эмиттерные окна в SiO₂ (рис. 1, *d*) и последующего отжига в среде Аг (температура 900 °C, длительность 16 мин).

Характеристики сформированной области эмиттера: глубина залегания p-nперехода $x_j \sim 0,18$ мкм, $R_s \sim 35$ Ом/кв. Финальной стадией изготовления активной транзисторной структуры является формирование многослойных контактов к кремнию на основе Al с барьерным слоем Mo (рис. 1, *e*). При этом боковые участки эмиттерных p*п*-переходов удалены от коллекторного на расстояние, большее толщины активного участка базы.





Рис. 1. Основные этапы формирования транзисторной структуры по стандартной технологии

Рис. 2. Основные этапы формирования транзисторной структуры по новой технологии

Особенность метода формирования биполярной транзисторной структуры по новой технологии (методом внутреннего формирования структур) [4] состоит в том, что маску формируют из термического SiO₂ толщиной h (0,2–0,25 мкм) в среде сухого O₂ внутри окна под базовую область, вскрываемого фотолитографией и травлением слоя «база» (рис. 2, a) в относительно толстом слое SiO₂ (0,9 мкм), полученном сочетанием термического окисления эпитаксиальной структуры (как и в стандартной технолгии) и пиролитического наращивания SiO₂ перед легированием области охранного кольца. Область охранного кольца легируют ионами B^+ дозой 2,5×10¹⁵ см⁻² и энергией 100 кэВ через пленку относительно толстого SiO₂ по маске фоторезиста с окнами под охранную область, которые формируют с использованием фотошаблона « p^+ -пассивная база» (рис. 2, б). После снятия фоторезиста проводится отжиг в среде Ar при температуре 1150 °С и длительности 30 мин. Характеристики области p^+ -пассивная база: $x_i \sim 1.9$ мкм, $R_s \sim 40$ Ом/кв. Далее через выращенный тонкий SiO₂ и окна в нем (рис. 2, в), полученные фотолитографией и травлением с использованием фотошаблона «эмиттер», проводится легирование ионами B^+ дозой $1,3 \times 10^{14}$ см⁻² и энергией 55 кэВ области базы (рис. 2, г) (процесс самоформирования). Диффузионный отжиг радиационных дефектов

и окончательное формирование активной и пассивной областей базы проводится при температуре 900 °C в течение 30 мин в среде Ar. Характеристики активной области базы – $x_j \sim 0.36$ мкм, $R_s \sim 600$ Ом/кв, пассивной области базы – $x_j \sim 0.20$ мкм, $R_s \sim 1600$ Ом/кв. Легирование области эмиттера осуществляется путем внедрения ионов P⁺ дозой дозой 3.5×10^{15} см⁻² и энергией 30 кэВ через те же окна в пленке SiO₂, что и при формировании области базы (рис. 2, d) (процесс самосовмещения) и последующего отжига при температуре 900°C в течение 15 мин в среде Ar. Характеристики сформированной области эмиттера: глубина залегания *p*–*n*-перехола $x_j \sim 0.18$ мкм, поверхностное сопротивление $R_s = 35$ Ом/кв. Заключительная операция – формирование многослойных контактов к кремнию осуществляется так же, как и в стандартной технологии (рис. 2, *e*). Следует отметить, что доза имплантации ионами B⁺ при легировании области базы в предложенной технологии ниже, чем в стандартной. При этом боковые участки эмиттерных *p*–*n*-переходов равноудалены от коллекторного на расстояние порядка толщины активного участка базы. Транзисторы в обоих случаях имели толщину активной базы в пределах 0.20–0.24 мкм.

В таблице приведены значения измеренных параметров мощного CBЧтранзистора в корпусе КТ-16-2 (в один корпус монтировали два параллельно соединенных кристалла). Видно, что у транзисторов, у которых боковые участки эмиттерных *p*– *n*-переходов равноудалены от коллекторного на расстояние порядка толщины активного участка базы модуль коэффициента передачи тока на высокой частоте $|h_{213}|(f_{rp})$, выходная мощность $P_{вых}$, коэффициент усиления по мощности K_{yP} , КПД коллектора η_{κ} , пробивное напряжение эмиттер–база $U_{350 \text{ проб}}$ больше, чем у традиционных транзисторов, а емкости эмиттерного C_3 и коллекторного C_K *p*–*n*-переходов, а также тепловое сопротивление переход–корпус $R_{\text{T} n-\kappa}$ меньше. При этом результаты измерения выходных вольтамперных характеристик транзисторов в схеме с общим эмиттером $I_{\kappa} = f(U_{\kappa 3})$ показывают [4], что, при работе в линейном режиме (класс A) линейность усиления на транзисторах, у которых боковые участки эмиттерных *p*–*n*-переходов равноудалены от коллекторного на расстояние порядка толщины активного участка, будет лучше, поскольку нелинейные искажения у них выражены слабее.

Таблица

	Параметры								
Технология	$f_{\rm rp}, 1$	ГГц	$P_{\text{вых}}, B$ т	$K_{\rm yP}$	$\eta_{\kappa}, \%$	Ск,	Сэ,	UЭБО проб,	$R_{\mathrm{T}\mathrm{n-}\kappa}$,
	I _K =1,5 A	I _K =2,8 A	$P_{\rm bx}=8~{\rm Bt}$		•	πФ	πФ	В	°C/Bt
Стандартная	1,71–	1,42–	19,97–	2,51-	56,00-	15,5-	180-	4,8–4,9	6,1-
	1,92	1,56	20,06	2,57	60,62	16,7	190		6,6
Новая	2,04–	1,81–	20,79-	2,85-	77,23–	14,5-	145–	5,2–5,6	4,4–
	2,13	2,01	21,73	2,72	82,46	15.3	167		4,8

Влияние технологии изготовления на параметры мощного СВЧ-транзистора

С учетом результатов работы [5] была разработана физическая модель, объясняющая влияние рельефности области пространственного заряда (ОПЗ) коллекторного перехода транзистора в активном режиме работы с учетом бокового растекания неосновных носителей с боковой поверхности эмиттерных переходов в базу транзистора на его параметры (рис. 3). Видно, что линии напряженности электрического поля в ОПЗ коллекторного перехода показаны сплошными стрелками, траектории пролета подвижными носителями заряда области базы и ОПЗ коллекторного перехода – пунктирными стрелками. При этом $A = A' \approx 0,4$ мкм, $H = H' \approx 1,9$ мкм, $S_2 > S_2', L > L'_1$.



Рис. 3. Схематическое изображение ячейки транзистора в разрезе, изготовленного по новой (*a*) и по стандартной технологиям (б)

При прохождении потока подвижных носителей заряда через ОПЗ коллекторного перехода концентрация их на выходе из этой области будет превышать концентрацию на входе. Соотношение площадей (S_1/S_2) будет определять кратность увеличения концентрации носителей на выходе из этой области (сечение S_2) по сравнению с концентрацией на входе (сечение S_1). При достаточной однородности распределения носителей по сечения S_1 и S_2 , так как все носители, входящие в ОПЗ коллекторного перехода через сечение S_1 выходят из нее через сечение S_2 (без учета генерации и рекомбинации в ОПЗ). Соотношение площадей S_1/S_2 будет зависеть от бокового растекания неосновных носителей в базе транзистора, а также геометрии ОПЗ коллекторного перехода и значений напряжения на коллекторном переходе (для нашего случая $U_{\rm K} = 28$ В). Площадь S_1 зависит от распределения носителей в базе транзистора.

Минимально возможная площадь S_1 будет равна площади эмиттерного перехода, а максимальная площадь будет определяться растеканием носителей в базе транзистора. Площадь S_2 будет зависеть от геометрии коллекторного перехода, удельного сопротивления материала коллекторной области и напряжения на коллекторном переходе. Для приборов, изготовленных на однослойных эпитаксиальных структурах кремния 10КЭФ1,8/350ЭКЭС0,01(111) с удельным сопротивлением эпитаксиального слоя $\rho_{\kappa} = 1,8$ Ом·см, ширина ОПЗ будет равна ~3,9 мкм при $U_{\rm K} = 28$ В.

При такой ширине ОПЗ в современных СВЧ-транзисторах, обладающих большой плотностью компоновки элементов транзисторной структуры, площадь S_2 может стать практически равной нулю. Так как площадь S_1 не может стать меньше площади эмиттерного перехода, то соотношение S_1/S_2 стремится к бесконечности и поток подвижных носителей заряда фокусируется на выходе из ОПЗ, т. е. в малом объеме этой области под эмиттером будет резко возрастать их концентрация.

Фокусировка потока носителей в ОПЗ будет приводить к тому, что удельная плотность мощности, выделяемая в коллекторном переходе под эмиттером, будет достигать $\sim 10^7$ Вт/см³. Такая высокая плотность, выделяемой в полупроводниковых приборах мощности, ведет к локальным перегревам, а при неоднородностях в полупроводниковом материале – концентрации тока под отдельными эмиттерами, и еще большому возрастанию локальной плотности мощности.

Фокусировка потока носителей в ОПЗ будет приводить и к снижению f_{rp} , а в результате и к снижению $P_{вых}$, $K_{Уp}$, η_{κ} и увеличению $R_{T n-\kappa}$ транзисторов, изготовленных по стандартной технологии, по сравнению с транзисторами, изготовленными по новой технологии, так как $S'_2 < S_2$, а $S_1 = S'_1$ (рис. 3, δ). В то же время рельефность ОПЗ коллекторного перехода у транзисторов, изготовленных по стандартной технологии, больше рельефности области объемного заряда коллекторного перехода транзисторов, изготовленных по новой технологии: $L > L'_1$ (рис. 3, δ).

Таким образом, увеличение f_{rp} и улучшение энергетических параметров транзисторов, изготовленных по новой технологии по сравнению со стандартной технологией, хорошо согласуется с предложенной моделью работы мощного СВЧ-транзистора. Меньшая фокусировка подвижных носителей заряда на выходе из области пространственного заряда коллекторного перехода у транзисторов, изготовленных по новой технологии ($S_2 \approx S_1$, рис. 3, *a*) улучшает равномерность распределения носителей и, в соответствии с механизмом спада граничной частоты f_{rp} при растущем токе коллектора I_{K} , граничная частота f_{rp} таких транзисторов выше.

Уменьшение емкости $C_{\rm K}$ транзисторов, изготовленных по новой технологии может быть объяснено различием в геометрии исследуемых структур, а именно планаризацией фронта ОПЗ коллекторного *p*–*n*-перехода и уменьшением его площади (рис. 3, *a*, *б*). Снижение концентрации бора вдоль боковых участков эмиттерного *p*–*n*-перехода в новой технологии по сравнению со стандартной [5] позволяет объяснить уменьшение $C_{\mathfrak{I}}$. В то же время более низкий уровень концентрации примесей у боковых участков эмиттерного *p*–*n*-перехода в новой технологии обуславливает и повышение пробоя перехода эмиттер–база по сравнению со стандартной технологией.

Следует отметить, что транзисторы, изготовленные по новой технологии отдают одну и ту же мощность $P_{\text{вых}}$ при меньшем токе I_{K} , чем обычные, но при одной и той же мощности на входе $P_{\text{вх}}$. При этом КПД у них выше за счет меньшей мощности источника питания на коллекторе. Более высокие КПД этих приборов приводят и к увеличению полезной $P_{\text{вых}}$ и снижению доли мощности, рассеиваемой транзистором, вызывающей его избыточный разогрев [1, 2]. Новая технология изготовления транзисторов имеет следующие основные преимущества: 1) не требуется изменения существующего комплекта фотошаблонов; 2) исключается критический этап совмещения фотошаблонов эмиттерных и базовых областей; 3) ионное легирование пассивной и активной частей базы осуществляется в одном процессе путем одновременного введения примеси как через слой термического SiO₂, так и эмиттерные окна в нем (процесс самоформирования); 4) ионное легирование эмиттерной области осуществляется в те же самые эмиттерные окна, что и при легировании базы, чем достигается эффект самосовмещения и отсутствие образования углубления в области перехода база – коллектор.

Список литературы

1. Кремниевые планарные транзисторы / под ред. Я.А. Федотова. М.: Сов. радио, 1973. 336 с.

2. Тагер А.С. Перспективные направления полупроводниковой электроники СВЧ // Литовский физический сборник. 1981. Т. XXI. № 4. С. 23–44.

3. Янушонис С., Янушонене В. Самоформирование в полупроводниковой технологии. Вильнюс: Мокслас, 1985. 192 с.

4. А. с. 1828333 СССР. Способ изготовления транзисторов / Ю.П. Снитовский, А.П. Матюшевский. Опубл. 20.03.2012. Бюл. № 8.

5. Snitovsky Yu.P., Nelayev V.V., Efremov V.A. New Approach to the Manufacturing of Power Microwave Bipolar Transistors: A Computer Simulation // Russiuan Microelectronics. 2007. Vol. 36. No. 5. P. 409– 414.

Секция «КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»

ФЛЮСУЮЩИЕ СВЯЗУЮЩИЕ, БРОМИДЫ ЧЕТВЕРТИЧНЫХ АММОНИЕВЫХ СОЛЕЙ И ПОЛИЭФИРНОЙ СМОЛЫ, ДЛЯ НИЗКОТЕМПЕРАТУРНЫХ ПАЯЛЬНЫХ ПАСТ

А. А. Бартуш, Н. И. Полежаева (научный руководитель)

Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М. Ф. Решетнева 660037, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31 E-mail: piv-80@mail.ru

Приведены результаты исследований термоокислительной деструкции флюсующих связующих - бромидов четвертичных аммониевых солей и полиэфирной смолы. Методом дериватографии показано, что они термоустойчивы в интервалах температур 100–570 °C, что позволяет использовать их в качестве флюса-связки в паяльных пастах для технологии поверхностного монтажа.

Поверхностный монтаж – технология изготовления электронных устройств, а также связанные с данной технологией методы конструирования печатных узлов [1].

Целью технологии является качественный результат пайки с максимальной повторяемостью. Это основные требования не только при крупносерийном и массовом производстве, но и при мелкосерийном производстве.

Технологию поверхностного монтажа печатных плат также называют ТМП (технология монтажа на поверхность), SMT (surface mount technology) и SMD-технология (от surface mounted device – прибор, монтируемый на поверхность). Данная технология является наиболее распространенным на сегодняшний день методом конструирования и сборки печатных узлов. Основным ее отличием от «традиционной» технологии монтажа в отверстия является то, что компоненты монтируются на поверхность печатной платы, однако преимущества технологии поверхностного монтажа проявляются благодаря комплексу особенностей элементной базы, методов конструирования и технологических приемов изготовления печатных узлов [1].

Поверхностный монтаж по сравнению с технологией монтажа в отверстия обладает рядом преимуществ, как в конструкторском, так и в технологическом аспекте: снижение габаритов и массы печатных узлов, улучшение электрических характеристик, повышение ремонтопригодности и технологичности приборов и оборудования, снижение их себестоимости.

Современные тенденции в области поверхностного монтажа характеризуются миниатюризацией компонентов, ростом сложности компонентов, распространением бессвинцовых типов металлизации, увеличением требований к минимизации себестоимости сборочного процесса. Требования к процессу поверхностного монтажа растут, обуславливая рост требований к используемым технологическим материалам и их характеристикам.

Паяльная паста представляет собой массу, состоящую из смеси порошкообразного припоя с частицами, обычно сферической формы, и флюса-связки. Свойства паяльной пасты зависят от процентного содержания металлической составляющей, типа сплава, размеров частиц порошкообразного припоя и типа флюса.

К паяльным пастам предъявляются следующие требования [2]:

• высокое качество паяных соединений, без разбрызгивания и образования сопутствующих шариков припоя;

- хорошие клеящие свойства для удержания компонентов до пайки;
- высокая стойкость к растеканию при предварительном нагреве;
- минимальное количество легко удаляемых остатков флюса после пайки;
- возможность нанесения методом трафаретной печати или дозированием;
- длительное хранение без изменения свойств.

Органическая связующая полиэфирная смола, модифицированная канифолью, синтезированная по реакции поликонденсации, представляет собой твердый полимер. Для придания пасте способности равномерно наноситься на поверхность, клейкости, свойств смачиваемости и растекания, необходимых вязкостных свойств в качестве растворителя использовали бензиловый спирт [3].

В качестве флюсов в низкотемпературных паяльных пастах было предложено использовать бромиды четвертичных аммониевых солей [4].

Для оценки термической устойчивости флюсующих связующих – полиэфирной смолы и бромидов четвертичных аммониевых солей исследовано их поведение при нагревании на воздухе в диапазоне температур, используемых при пайке изделий.

Исследование термоокислительной деструкции флюсующих связующих проводили на дериватографе фирмы МОМ Q-1000 системы E. Paulik, J. Paulik, L. Erdey (Венгрия) в режиме программированного нагрева образца. Образец массой 0,05 г нагревали в платиновом тигле на воздухе, скорость нагрева 10 град в мин. Чувствительность весов 100 мг, гальванометра ДТА – 1/3, гальванометра ДТГ – 1/10.

Термограммы полиэфирной смолы, модифицированной канифолью, и бромидов четвертичных аммониевых солей представлены на рис. 1–3.



Рис. 1. Термограмма флюса-связки – полиэфирной смолы и бромида тетраэтиламмония



Рис. 2. Термограмма флюса-связки – полиэфирной смолы и бромида тетрабутиламмония



Рис. 3. Термограмма флюса-связки – полиэфирной смолы и бромида диэтилдибензиламмония

Процесс термоокислительной деструкции полимерных композиций с бромидами четвертичных аммониевых солей проходит в две стадии (рис. 1–3). На стадии I теряется в среднем 75 % исходной массы, возрастает скорость убыли массы, это приводит к возрастанию скорости всех конкурирующих реакций и невозможности их разделить на кривой ДТГ. В таблице приведены температурные и массовые характеристики разложения полимерных композиций.

Таблица

Флюс	Стадии разло	Потеря массы, %				
	Ι	II	III	Ι	II	III
$[N(C_2H_5)_4]Br$	100-380	380-570	_	80	6	_
$[N(C_4H_9)_4]Br$	100-380	380-520	_	72	8	_
$[N(C_2H_5)_2(C_6H_5CH_2)_2]Br$	100-370	370-530	-	74	18	_

Параметры термоокислительной деструкции композиций на основе полиэфирной смолы, модифицированной канифолью, и бромидов четвертичных аммониевых солей

Термический анализ полимерных композиций показал, что их деструкция происходит в интервалах температур, соответствующих рабочим температурам оплавления паяльных паст [5–7]. В зависимости от состава применяемого припоя рабочая температура оплавления паяльных паст находится в интервале температур – для трафаретной печати от 200 до 450 °C, для дозатора от 140 до 350 °C.

Список литературы

1. Материалы для пайки и ремонта печатных плат // Группа компаний Остек. 2013. № 14. 92 с.

2. Красов В.Г., Петраускас Г.Б., Чернозубов Ю.С. Толстопленочная технология в СВЧ микроэлектронике. М: Радио и связь, 1985. 168 с.

3. Исследование устойчивости к термоокислительной деструкции полиэфирной смолы, модифицированной канифолью / Н.И. Полежаева, И.В. Полежаева, М.Я. Никулин, В.А. Левданский, Б.Н. Кузнецов // Журнал прикладной химии. 2001. Т. 74. Вып. 4. С.684–685.

4. Патент СССР №1769733. МПК В 23 К 35/363. Флюс для пайки и лужения / Н.И. Полежаева; № 4847113/08; заявл. 15.05.1990; опубл. 15.10.1992. Бюл. № 38.

5. Получение и исследование свойств низкотемпературных припойных паст на основе полиэфирной смолы и бромида диэтилдибензиламмония / Н.И. Полежаева, И.В. Полежаева, В.А. Левданский, Б.Н. Кузнецов // Журнал прикладной химии. 2002. Т. 75. Вып. 4. С. 689–690.

6. Полежаева Н.И., Полежаева И.В. Термоокислительная деструкция композиций на основе полиэфирной смолы и бромида тетрабутиламмония // Химия XXI век: новые технологии, новые продукты: сб. тр. IX межд. науч.-практ. конф. Кемерово, 2006. С. 147–149.

7. Полежаева Н.И., Полежаева И.В. Исследование термоокислительной деструкции композиции полиэфирной смолы, модифицированной канифолью, и бромида тетраэтиламмония // Тезисы докладов конф. "ChemWasterChem" «Химия и полная переработка биомассы леса», 14–18 июня, Санкт-Петербург, 2010. С. 281–282.

ОРГАНИЧЕСКАЯ СВЯЗКА, ПОЛИЭФИРНАЯ СМОЛА, МОДИФИЦИРОВАННАЯ КАНИФОЛЬЮ, ДЛЯ НИЗКОТЕМПЕРАТУРНЫХ ПАЯЛЬНЫХ ПАСТ

В. Л. Какарцев, Н. И. Полежаева

Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М. Ф. Решетнева 660037, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31 E-mail: piv-80@mail.ru

Приведены результаты исследований термоокислительной деструкции полиэфирной смолы, модифицированной канифолью, используемой в качестве органического связующего в низкотемпературных паяльных пастах. Дериватографическим и манометрическим методами показано, что полиэфирная смола термоустойчива при температурах оплавления паяльных паст.

Основу гибридной интегральной микросхемы СВЧ (ГИС СВЧ) составляет диэлектрическая или ферритовая подложка, на которой методами тонко- или толстопленочной технологии формируются пассивные элементы (микрополосковые линии, резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности), а также монтируются компоненты (навесные активные и пассивные элементы) [1].

Необходимо отметить, что понятия тонко- и толстопленочной технологии в значительной степени характеризуют не толщину пленок, а способ их нанесения и применяемые материалы. По сравнению с полупроводниковыми ГИС СВЧ имеют более высокую добротность, мощность и стабильность, широкую полосу пропускания, большую радиационную стойкость и т. д. [1].

Технология производства приборов и устройств СВЧ достаточно сложна и не позволяет отдать предпочтение тому или иному технологическому варианту. Каждая из технологий (полупроводниковая, тонко- и толстопленочная) имеет свои преимущества, недостатки и ограничения. Все они показали большие возможности при создании широкой номенклатуры схем СВЧ, однако более широкое практическое использование находят не «чисто» пленочные или полупроводниковые микросхемы, а ГИС СВЧ.

Паяльная паста как основной производственный материал при монтаже печатных плат играет значительную роль в качестве конечных продуктов. Использование паяльной пасты с не соответствующими стандартам характеристиками неизбежно приведет к прямым финансовым потерям на производстве. Процесс пайки является основным этапом образования дефектов сборки печатных плат. Возникающие на производствах дефекты повышают стоимость проверки и доработки. Доработка, в свою очередь, снижает надежность сборочных узлов. Промышленность развивается в направлении малых и компактных сборочных узлов, что влечет за собой все возрастающие требования к качеству продукции. Применение миниатюрных и компактных компонентов и сборочных узлов значительно усложняет процесс инспекции и доработки готовой продукции [2].

Паяльная паста представляет собой массу, состоящую из смеси порошкообразного припоя с частицами, обычно сферической формы, и флюса-связки.

Рабочая температура оплавления низкотемпературных паяльных паст, в зависимости от состава применяемого припоя, для трафаретной печати от 200 до 450 °C, для дозатора от 140 до 350 °C, поэтому большое значение при разработке органической связки и композиций на её основе имеет устойчивость к термической деструкции.

Анализ деструкции низкомолекулярных органических соединений и полимеров аналогичен, но имеет особенности, обусловленные структурными отличиями макромолекул от молекул низкомолекулярных веществ, а также задачами, стоящими перед термическим анализом тех и других соединений [3]. Самостоятельное значение для полимеров как материалов, несущих определенную эксплуатационную нагрузку, имеют температурно-временные границы их работоспособности. Эти границы определяются температурами, при которых в полимерах начинают происходить различные физические или химические превращения. Термохимические превращения, как правило, необратимы, так что изменение исходных параметров материала тоже является необратимым. Чаще всего его свойства при этом ухудшаются. Однако можно привести примеры таких термохимических процессов, которые, вызывая изменение химической структуры полимера, позволяют перейти к новой структуре, обладающей физико-механическими свойствами, полезными при эксплуатации. В этих случаях исходный материал можно рассматривать как термореактивный, по аналогии, например, с термореактивными смолами, широко применяемыми в промышленности [4].

Термохимические превращения – изменения, происходящие в полимерах под действием тепла, кислорода и света. При них наблюдаются разрывы полимерной цепи. Окисление и отрыв боковых групп и т. д., приводящие к постепенному изменению свойств полимера. Таким образом, деструктивные процессы определяют возможность использования полимера при повышенных температурах.

В процессах деструкции полимеров можно выделить в принципе две температурные области. Первая – до начала потери массы – когда скорости деструктивных процессов крайне незначительны; вторая соответствует относительно быстрым процессам деструкции и глубоким степеням деструктивного превращения при более высоких температурах; для этой области характерны заметные изменения массы образца. Медленные деструктивные изменения могут протекать как в твердом, так и высокоэластическом и вязкотекучем состоянии полимера. Они сопровождаются изменением молекулярной массы полимера, появлением разветвлений; масса образца и его химический состав остаются практически постоянными.

Особое внимание в этой температурной области должно уделяться установлению корреляции между степенью деструкции полимера и изменением какого-нибудь его эксплуатационного свойства, например, прочности на изгиб или разрыв, диэлектрической проницаемости и др. Чтобы дать оценку долговечности материала, важно выяснить превалирующее направление в изменении строения макромолекул и определить скорость этих изменений.

Исследование термоокислительной деструкции полиэфирной смолы, модифицированной канифолью, проводили на дериватографе фирмы MOM Q-1000 системы E. Paulik, J. Paulik, L. Erdey (Венгрия) в режиме программированного нагрева образца. Образец массой 0,05 г нагревали в платиновом тигле на воздухе, скорость нагрева 10 град в мин. Чувствительность весов 100 мг, гальванометра ДТА – 1/3, гальванометра ДТГ – 1/10.

Термограмма полиэфирной смолы, модифицированной канифолью, представлена на рис. 1.

Разложение смолы идет без заметного окисления вплоть до 465 °C со скоростью 2,3 % в мин., а максимум экзотермы окисления наблюдается при 560 °C [5].

В таблице приведены основные характеристики термостабильности полиэфирной смолы, модифицированной канифолью.

Исследование кинетики термоокислительной деструкции полиэфирной смолы, модифицированной сосновой канифолью, на воздухе в статических условиях проводили манометрическим методом при температурах оплавления низкотемпературных припойных паст в диапазоне от 100 до 300 °C.



Рис. 1. Кривые ТГ, ДТГ и ДТА при нагревании на воздухе полиэфирной смолы, модифицированной канифолью

Таблица

Параметры термостойкости полиэфирной смолы, модифицированной канифолью, при нагревании на воздухе

Тритерпеноиды	Температурная область	Температура экзотермы	Потеря массы, %	
	разложения, °С	окисления, °С		
Живицы сосны	150-465	560	94	

Величину максимального объема газообразных продуктов V_{∞} , необходимую для нахождения константы скорости реакции брали из экспериментальных манометрических кривых (рис. 2). По виду сглаженной кинетической кривой газовыделения можно сделать вывод о характере термического распада вещества. При распаде вещества по реакции первого порядка зависимость $V_i = f(t_i)$ описывается насыщающейся кривой (которые и наблюдались в ходе эксперимента). В этом случае константу скорости термического распада рассчитывали по формуле:

$$k = \frac{1}{t} \ln \left(\frac{V_{\infty}}{V_{\infty} - V_t} \right),$$

где V_{∞} – полный объем газообразных продуктов разложения при нормальных условиях, см³/г.

Манометрические исследования показали, что интенсивное термическое разложение полиэфирной смолы, модифицированной канифолью, начинается при температурах выше 250 °C (рис. 2).



Рис. 2. Манометрические кривые газовыделения при нагревании полиэфирной смолы, модифицированной канифолью: а) в области температур от 100 до 300 °C; б) при 300 °C: исходная экспериментальная кривая (1); кривая с вычетом начального объема газовыделения (2); аппроксимирующая кривая, построенная по уравнению реакции первого порядка (3)

Константа скорости термораспада для полиэфирной смолы при изотермическом нагреве при 300 °C составляет $6.9 \cdot 10^{-5} \text{ c}^{-1}$ [6].

Таким образом, исследование термоокислительной деструкции полиэфирной смолы, модифицированной канифолью, на воздухе в динамических и статистических условиях показало, что она термически устойчива при температурах оплавления низкотемпературных паяльных паст.

Список литературы

1. Красов В.Г., Петраускас Г.Б., Чернозубов Ю.С. Толстопленочная технология в СВЧ микро-электронике. М.: Радио и связь, 1985. 168 с.

2. Кантер А., Вахрушев О. Качественная паяльная паста – залог успешного производства // Технологии в электронной промышленности. 2009. № 7. С.16–18.

3. Сазанов Ю.Н. Термический анализ органических соединений. Л.: Наука, 1991. 143 с.

4. Павлова С.-С.А., Журавлева И.В., Толчинский Ю.И. Термический анализ органических и высокомолекулярных соединений. М.: Химия, 1983. 120 с.

5. Полежаева Н.И., Полежаева И.В., Левданский В.А., Кузнецов Б.Н. Исследование термоокислительной деструкции полиэфирной смолы, модифицированной канифолью // Деструкция и стабилизация полимеров: сб. тез. докл. IX конф. Москва, 2001. С. 150–151.

6. Исследование кинетики термоокислительной деструкции полиэфирной смолы и композиции на основе полиэфирной смолы и бромида диэтилдибензиламмония / Н.И. Полежаева, А.А. Нефедов, Л.А. Круглякова, И.В. Полежаева, В.А. Федоров // Журнал прикладной химии. 2007. Т. 80. Вып. 6. С. 1020–1023.

ФЛЮСЫ, БРОМИДЫ ЧЕТВЕРТИЧНЫХ АММОНИЕВЫХ СОЛЕЙ, ДЛЯ НИЗКОТЕМПЕРАТУРНЫХ ПАЯЛЬНЫХ ПАСТ

П. Н. Масеев, Н. И. Полежаева (научный руководитель)

Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М.Ф. Решетнева 660037, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31 E-mail: piv-80@mail.ru

Приведены результаты исследований термоокислительной деструкции флюсов - бромидов четвертичных аммониевых солей. Методом дериватографии показано, что они химически активны в интервалах температур от 100 до 570 °C, что соответствует рабочим температурам оплавления низкотемпературных паяльных паст, используемых в технологии поверхностного монтажа.

Задача выбора паяльных материалов – одна из самых сложных, особенно теперь, когда число поставщиков паяльных материалов неумолимо растет, а качество поставляемых материалов нет. В этих непростых условиях необходимо выбрать именно ту пасту, которая будет соответствовать всем производственным требованиям сборки печатного узла и обеспечивать качественную пайку [1].

Паяльная паста как основной производственный материал при монтаже печатных плат играет значительную роль в качестве конечных продуктов. Использование паяльной пасты с не соответствующими стандартам характеристиками неизбежно приведет к прямым финансовым потерям на производстве.

Процесс пайки является основным этапом образования дефектов сборки печатных плат. Возникающие на производствах дефекты повышают стоимость проверки и доработки. Доработка, в свою очередь, снижает надежность сборочных узлов.

Промышленность развивается в направлении малых и компактных сборочных узлов, что влечет за собой все возрастающие требования к качеству продукции. Применение миниатюрных и компактных компонентов и сборочных узлов значительно усложняет процесс инспекции и доработки готовой продукции и предъявляет к материалам для пайки и ремонта печатных плат все новые требования.

Флюс-связка в составе пасты выполняет следующие функции [2]:

• формирует пастообразную массу;

• обеспечивает необходимые реологические свойства паяльной пасты;

• способствует сохранению формы отпечатков пасты;

• обеспечивает клеящие свойства паяльной пасты для фиксации компонентов после их установки;

• удаляет оксиды с паяемых поверхностей и частиц припоя;

• создает защитную пленку для предотвращения повторного окисления в процессе пайки;

• содействует самоцентрированию компонентов в процессе пайки;

• содействует передаче тепла при пайке.

Флюс – компонент паяльных паст должен хорошо растворяться в органической связке; не взаимодействовать с порошком припоя при хранении пасты; проявлять химическую активность при температуре пайки; обладать возможно меньшими коррозионным воздействием и токсичностью [3].

Выбор флюса в пасте осуществляется в зависимости от следующих условий [2]:

• необходимая активность флюса;

• желаемая основа флюса;

• совместимость флюса с другими материалами, использующимися при сборке изделия;

- наличие или отсутствие галогенов;
- необходимое количество флюса в пасте;
- флюс водосмываемый или не требующий отмывки.

В качестве флюсов в низкотемпературных паяльных пастах было предложено использовать бромиды четвертичных аммониевых солей [4]. Соли растворяли в органическом связующем – полиэфирной смоле, модифицированной канифолью [5–7].

Для оценки термической устойчивости и химической активности флюсов – бромидов четвертичных аммониевых солей исследовано их поведение при нагревании на воздухе в диапазоне температур, используемых при пайке изделий.

Исследование термоокислительной деструкции флюсов проводили на дериватографе фирмы MOM Q-1000 системы E.Paulik, J.Paulik, L.Erdey (Венгрия) в режиме программированного нагрева образца. Образец массой 0,05 г нагревали в платиновом тигле на воздухе, скорость нагрева 10 град в мин. Чувствительность весов 100 мг, гальванометра ДТА – 1/3, гальванометра ДТГ – 1/10.

Термограммы бромидов четвертичных аммониевых солей представлены на рис. 1–3.

Термическая деструкция бромидов четвертичных аммониевых солей (рис. 1–3) наступает после 140–180 °С и протекает с большой скоростью (8–12 % в мин) в одну стадию с потерей 84–86 % исходной массы в виде газообразных продуктов. Увеличение числа ароматических радикалов в бромиде диэтилдибензиламмония приводит к увеличению скорости разложения и протеканию процесса в узком температурном интервале от 160 до 220 °С.



Рис. 1. Термограмма флюса – бромида тетраэтиламмония



Рис.2. Термограмма флюса – бромида тетрабутиламмония



Рис. 3. Термограмма флюса – бромида диэтилдибензиламмония

Термический анализ четвертичных аммониевых солей показал, что их деструкция происходит в различных интервалах температур в зависимости от природы углеводородных заместителей и аниона соли (таблица).

Таблица

Термоустойчивость флюсов при нагревании на воздухе

Флюс	Начало	Интенсивное	Суммарная	
	разложения, °С	разложения, °С	убыль массы, %	
$[N(C_2H_5)_4]Br$	100	200-380	84	
$[N(C_4H_9)_4]Br$	180	180-300	84	
$[N(C_2H_5)_2(C_6H_5CH_2)_2]Br$	160	160-220	86	

Как видно из таблицы, температурный интервал активности для каждой четвертичной аммониевой соли различен, что позволяет подобрать флюс для оптимального режима оплавления используемого припоя в паяльной пасте.

Список литературы

1. Кантер А., Вахрушев О. Качественная паяльная паста – залог успешного производства // Технологии в электронной промышленности. 2009. № 7. С. 16 18.

2. Материалы для пайки и ремонта печатных плат // Группа компаний Остек. 2013. № 14. 92 с.

3. Красов В.Г., Петраускас Г.Б., Чернозубов Ю.С. Толстопленочная технология в СВЧ микроэлектронике. М: Радио и связь, 1985. 168 с.

4. Патент СССР №1769733. МПК В 23 К 35/363. Флюс для пайки и лужения / Полежаева Н.И.; № 4847113/08; заявл. 15.05.1990; опубл. 15.10.1992. Бюл. № 38.

5. Полежаева Н.И., Полежаева И.В., Левданский В.А., Кузнецов Б.Н. Получение и исследование свойств низкотемпературных припойных паст на основе полиэфирной смолы и бромида диэтилдибензиламмония // Журнал прикладной химии. 2002. Т. 75. Вып. 4. С. 689–690.

6. Полежаева Н.И., Полежаева И.В. Термоокислительная деструкция композиций на основе полиэфирной смолы и бромида тетрабутиламмония // Химия XXI век: новые технологии, новые продукты: сб. тр. IX межд. науч.-практ. конф. Кемерово, 2006. С. 147–149.

7. Полежаева Н.И., Полежаева И.В. Исследование термоокислительной деструкции композиции полиэфирной смолы, модифицированной канифолью, и бромида тетраэтиламмония // Тезисы докладов конф. "ChemWasterChem" «Химия и полная переработка биомассы леса», 14–18 июня, Санкт-Петербург, 2010. С. 281–282.

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ИНДУКЦИОННОГО УСТРОЙСТВА ДЛЯ СБОРКИ ДИОДОВ В КОРПУСЕ MINIMELF

Е. А. Артюхевич, В. Л. Ланин (научный руководитель)

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники 220013, Республика Беларусь, г. Минск, ул. П. Бровки, 6 E-mail: vlanin@bsuir.com

При сборке диодов формируется паяное соединение кристалла с помощью биметаллических контактов и серебросодержащего припоя. Температурный профиль процесса герметизации диода в конвекционной печи включает: нагрев корпуса до 600 °C в течение 20 мин, выдержку в течение 5–10 мин и охлаждение в течение 20 мин. Недостатком конвекционного нагрева является большая продолжительность и трудоёмкость нагрева. Для уменьшения трудоёмкости и повышения энергоэффективности использован высокочастотный индукционный нагрев. В результате моделирования оптимизирован процесс высокочастотного индукционного нагрева.

Диоды «супрессоры» в корпусе miniMELF применяются для защиты электрических схем в оборудовании обработки данных, медицинском, телекоммуникационном, в источниках питания, где может быть нанесён вред электронным устройствам, МОПустройствам и другим компонентам от скачков напряжения, возникающих из-за молний, электростатических разрядов, индуктивного переключения и т. д. [1].

Конструкция диода miniMELF представлена на рис. 1. Корпус miniMELF имеет длину 3,5 мм, контакты выполнены из сплава на основе никеля (Ni 29 %), кобальта (Co 17 %), и железа (Fe – остальное). Стеклянная трубка изготовлена из стекла SCHOTT 8531. На непланарной стороне кристалла расположен серебросодержащий припой ПСр15 (15AgCu). Для образования паяного соединения непланарной поверхности кристалла с выводом необходимо произвести нагрев до 640 °C с целью расплавления припоя ПСр15.



Рис. 1. Сборочный состав miniMELF: 1 – контакт; 2 – стеклянная трубка; 3 – припой ПСр15; 4 – кристалл; 5 – серебросодержащий припой

При сборке диодов формируется паяное соединение кристалла с помощью биметаллических контактов и серебросодержащего припоя. Температурный профиль процесса герметизации диода в конвекционной печи включает: нагрев корпуса до 600 °С в течение 20 мин, выдержку в течение 5–10 мин и охлаждение в течение 20 мин. Технологический процесс герметизации диодов в конвекционной печи заменён на индукционный нагрев, это позволит уменьшить трудоёмкость и повысить энергоэффективность процесса герметизации. Схема ВЧ нагрева представлена на рис. 2.



Рис. 2. Схема ВЧ нагрева: 1 – источник газа; 2 – вода; 3 – индуктор; 4 – генератор; 5 – диод; 6 – термоизолятор; 7 – датчик температуры; 8 – измеритель-регулятор ТРМ210; 9 – преобразователь интерфейса АС4; 10 – персональный компьютер

Моделирование ВЧ нагрева выполнено методом конечных элементов, который позволяет наиболее эффективно решать электромагнитные задачи с использованием пакета COMSOL Multiphysics 5.2. Фундаментальной математической моделью, используемой для моделирования электромагнитных явлений, является система уравнений Максвелла [2]:

$$\vec{B} = \vec{\nabla} \times \vec{A},$$

где \vec{B} – вектор магнитной индукции; \vec{A} – векторный магнитный потенциал.

Параметры моделирования: частота электромагнитного поля 1–2 МГц при напряжении на индукторе 0,5–1,0 кВ. Индуктор представляет собой спираль из медной трубки диаметром 3 мм, состоящей из 10 витков.

Температурное поле и временная зависимость нагрева корпусов диодов, размещенных в кварцевой трубе, приведены на рис. 3.



Рис. 3. Температурное поле (*a*) и временная зависимость нагрева (*б*) диодов в корпусе MiniMELF на частоте электромагнитного поля 2 МГц

В установившемся режиме ВЧ нагрева за время равное 2 минутам, температура корпусов диодов MiniMELF достигает 610–640 °C, что соответствует требуемому температурному профилю формирования паяного соединения кристалла с выводами. При снижении частоты электромагнитного поля до 0,5–1 МГц и увеличении количества витков индуктора до 14, время нагрева корпусов диодов уменьшилось до 1 минуты. Температурное поле и временная зависимость нагрева диодов в корпусе MiniMELF показаны на рис. 4.



Рис. 4. Температурное поле (*a*) и временная зависимость нагрева (*б*) диодов в корпусе MiniMELF на частотах электромагнитного поля 0,5–1 МГц

Для концентрации магнитного потока внутри индуктора использован магнитопровод, что позволило сократить время нагрева корпусов до 50 секунд (рис. 5).



Рис. 5. Температурное поле (*a*) и временная зависимость нагрева (*б*) диодов в корпусе MiniMELF с использованием магнитопровода

Температура корпусов диодов находится в диапазоне температур от 610 до 650 °C, что выше точки плавления стеклянного корпуса. Для охлаждения корпуса использован обдув газом со средней скоростью потока 1–2 м/с. Поток газа описывается уравнениями Навье-Стокса:

$$\rho\left(\frac{\partial u}{\partial t}+u\cdot\nabla u\right)=-\nabla p+\nabla\cdot\left(\mu\left(\nabla u+\left(\nabla u\right)^{T}\right)-\frac{2}{3}\mu\left(\nabla\cdot u\right)I\right)+F,$$

где *и* – скорость подачи газа; *р* – давление; р – плотность; µ – динамическая вязкость.

Температурные поля нагрева корпусов диодов, размещенных в кварцевой трубе при обдуве газом, приведены на рис. 6.

Основное количество диодов достигает температуры 640 °С, кроме расположенных на входе кварцевой трубы.
Секция «Конструирование и технология электронных средств»



Рис. 6. Температурные поля нагрева корпусов диодов при обдуве газом

На рис. 7 показана зависимость температуры серебросодержащего припоя, используемого для соединения кристалла, и температура корпуса диода от времени при обдуве газом.



Рис. 7. Температурно-временные зависимости нагрева серебросодержащего припоя (1) и корпуса диода (2) при обдуве корпуса газом

В результате моделирования оптимизирован процесс высокочастотного индукционного нагрева корпусов диодов, который обеспечивает быстрый нагрев серебросодержащего припоя до температуры плавления 640 °C за время, равное 50 секунд, с одновременным охлаждением стеклянного корпуса диода, используя обдув газом. Полученное температурное поле соответствует требуемому режиму формирования паяного соединения кристалла с выводами, а обдув газом позволяет удерживать требуемый диапазон температуры плавления.

Список литературы

1. Колпаков А.В. Большие технологии маленьких диодов // Электронные компоненты. 2004. № 11. С. 139–145.

2. Прахт В.А., Дмитриевский В.А., Сарапулов Ф.Н. Моделирование тепловых и электромагнитных процессов в электротехнических установках. Программа Comsol: учеб. пособие. М.: Спутник, 2011. 158 с.

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗРАБОТКИ СОЛНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ С ВЕРТИКАЛЬНЫМ *p*-*n* ПЕРЕХОДОМ

И. О. Писарев, Г. Н. Шелованова (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: i.pisareff2014@yandex.ru

Рассмотрены особенности конструкции и принципа действия фотопреобразователей с вертикальным электронно-дырочным переходом, приведены характеристики современных многопереходных солнечных элементов, работающих в условиях неконцентрированного и концентрированного солнечного излучения. На примере однопереходных солнечных элементов исследованы зависимости эффективности фотопреобразования от выбора материала солнечного элемента и толщины пластин.

Введение

Фотовольтаика, т. е. прямое преобразование солнечной энергии в электрическую, является одним из привлекательных и перспективных возобновляемых источников энергии, однако объем вырабатываемой в настоящее время солнечными станциями электроэнергии мал по сравнению с другими источниками энергии из-за все еще высокой ее стоимости. Основным материалом для изготовления солнечных элементов в настоящее время является кристаллический кремний, так как он является основным материалом всей твердотельной электроники, и его производство отлажено. На рис. 1 приведена классификация современных солнечных элементов в зависимости от применяемых материалов, и здесь речь идет о фотопреобразователях с параллельным электронно-дырочным переходом.



Рис. 1. Классификация современных солнечных элементов в зависимости от применяемых материалов

Сравнение солнечных элементов с вертикальными *p–n* переходами и классических планарных

При разработке традиционных солнечных элементов с так называемыми «горизонтальными» *p-n* переходами, перпендикулярными падающему световому потоку, неизбежно возникают взаимно противоречивые требования к удельному сопротивлению слоя, спектральной чувствительности, затемнению, создаваемому лицевым омическим полосковым контактом, и т. д.

В последнее время интенсивно стали исследовать и изготавливать солнечные элементы с так называемыми «вертикальными» *p-n* переходами, параллельными падающему световому потоку [1]. В них отсутствуют упомянутые выше взаимно противоречивые требования, к тому же такие структуры имеют еще несколько преимуществ по сравнению с планарной технологией:

1) отсутствуют взаимно противоречивые требования к слоевому сопротивлению эмиттера, спектральной чувствительности, площади контактной сетки и т. д.;

2) поскольку на фронтальной и тыльной поверхности таких солнечных элементов нет металлизации, они прозрачны в длинноволновой области спектра за краем основной полосы поглощения. Равновесная рабочая температура их должна быть ниже, чем у планарного аналога;

3) они являются двухсторонними и могут служить составной частью каскадных солнечных элементов;

4) каскадные солнечные элементы с вертикальными *p-n* переходами генерируют, в отличие от планарных, высокое напряжение (за счет последовательного соединения элементов) и малый ток при той же мощности. Это приводит к повышению эффективности батареи, собранной из таких элементов, за счет снижения потерь, возникающих при создании сильноточных элементов

На рис. 2 приведены основные этапы изготовления солнечных элементов с вертикальными *p-n* переходами.



Рис. 2. Основные этапы изготовления солнечных элементов с вертикальными *p*-*n* переходами

Вертикальные многопереходные элементы (ВМЭ) изготавливаются двух типов:

а) последовательное соединение: в столбик последовательно соединяются до 100 одинаковых *p-n* переходов (рис. 3, *a*). Свет проникает через боковые поверхности переходов, так что разность потенциалов на выходе (около 50 В) представляет собой сумму последовательных потенциалов *p-n* переходов; б) параллельное соединение *p-n* переходов: фотоэлемент изготавливается в виде решетки, чтобы фотоны более эффективно поглощались в зонах переходов (рис. 3, δ).

По данным работы [2] при комнатной температуре для многопереходного кремниевого *p-n* перехода ток короткого замыкания составляет 25 мА (неконцентрированное солнечное излучение) и 250 мА (концентрированное солнечное излучение). Теоретически рассчитанное значение КПД составило 34 %, а экспериментальное ≈ 29 %. Современные проблемы радиоэлектроники. 2017



Рис. 3. Последовательное (*a*) и параллельное (*б*) соединение вертикальных многопереходных элементов (ВМЭ): 1 – металлические контакты; 2 – металлический контакт с *p*-областью; 3 – металлический контакт с *n*-областью

Обсуждение экспериментальных результатов

В данной работе исследовали зависимости светового тока короткого замыкания солнечных элементов с вертикальным электронно-дырочным переходом, изготовленным на основе двух материалов: кремний и арсенид галлия. Пластины диаметром 25 мм содержали эпитаксиальные слои *n*- и *p*-типов соответственно на подложках *p*- и *n*-типов проводимости. Максимальная толщина образцов составляла 800 мкм. Для получения меньшего значения толщин проводили полирующее травление в соответствующих составах для кремния и арсенида галлия. В работе [3] соединение элементов многопереходной структуры осуществлялось методом диффузионной сварки (рис. 4).



Рис. 4. Многопереходный солнечный элемент с вертикальными *p-n* переходами

На рис. 5 представлены зависимости светового тока короткого замыкания от толщины пластин.

Для этого случая соединение отдельных пластин достигалось облуживанием торцов пластин индием в случае кремниевых диодов и галлием в случае диодов из арсенида галлия, затем снимали экспериментальные зависимости. Для реально работающих образцов в дальнейшем предполагается использовать другие способы соединения диодов в структуру многопереходного солнечного элемента.



Рис. 5. Зависимость светового тока короткого замыкания от толщины пластин: 1 – кремний; 2 – арсенид галлия

Из рис. 5 видно, что с увеличением толщины пластин возрастает световой ток короткого замыкания. При толщине около 700 мкм значения токов выходят на насыщение, и дальше уже нет нарастания. Можно предположить, что не происходит увеличение концентрации носителей заряда, участвующих в фотопреобразовании солнечного излучения.

Заключение

В солнечных элементах с вертикальным *p-n* переходом (тем более в многопереходных элементах) по сравнению с традиционными конструкциями имеются дополнительные возможности оптимизации характеристик. Изменяя толщину пластин, входящих в солнечный элемент, можно увеличить КПД фотопреобразователей. Используя каскадные структуры, в традиционной планарной технологии добиваются более полного охвата солнечного спектра для фотопреобразования, а, значит, увеличения КПД. Многопереходные солнечные элементы из кремния в расчёте на единицу площади в сотни раз дешевле каскадных гетероструктур. Их технология не требует применения серебра, многостадицной диффузии, фотолитографии, сеткографии, эпитаксии и других трудоёмких операций. При этом в случае вертикальных *p-n* переходов, как и в планарной технологии, есть возможность подбирать антиотражающие материалы и принимать другие технологические решения с целью устранения проблем фотовольтаики.

Список литературы

1. Гук Е.Г., Налет Т.А. Характеристики кремниевых многопереходных солнечных элементов с вертикальными *p-n* переходами // ФТП. 1997. Т. 31, № 7. С. 855–887.

2. Гниленко А.Б. Технология и конструирование в электронной аппаратуре // 2012. № 1. С. 27–29.

3. Айвозян Г.Е., Бабаян Г.С., Миносян Г.А. Использование диффузионной сварки для изготовления торцевых солнечных элементов // Материалы 3-й Нац. конф. «Полупроводниковая микроэлектроника», 10–12 сент. 2001 г. С. 254–257.

ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ПОДХОДЫ ДЛЯ СОЗДАНИЯ АЛЮМООКСИДНЫХ СТРУКТУР С ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫМ ТЕПЛООТВОДОМ

Д. Л. Шиманович

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники 220013, Республика Беларусь, г. Минск, ул. П. Бровки, 6 E-mail: ShDL@tut.by

Оптимизированы методы электрохимического анодирования алюминиевых сплавов в однокомпонентных и двухкомпонентных порообразующих электролитах для изготовления широкоформатных алюмооксидных оснований (в том числе с наличием радиаторных систем) с односторонними и двухсторонними диэлектрическими покрытиями из анодного оксида алюминия на плоских поверхностях. Представлен сравнительный анализ влияния электрохимических режимов анодирования и предварительной температурной обработки Al на толщину и скорость формирования наноструктурированных Al₂O₃-пленок.

Решить проблему теплоотвода и охлаждения при интеграции мощных кристаллов в матричные системы и многокристальные модули в реальных условиях можно лишь посредством высокоэффективного теплоотвода от нагреваемой области в более прохладную окружающую среду. В ситуации ограниченных возможностей диэлектрических подложек в обеспечении тепловых характеристик и электрофизических свойств и в связи с необходимостью использования подложек с более высокой механической и электрической прочностью, теплопроводностью, термоустойчивостью, повышенной рассеиваемой мощностью и более низкой стоимостью не существует альтернативы переходу на металлические подложки [1–2] и, при необходимости, на металлические основания, изготовленные монолитно с радиаторными системами различных геометрических конфигураций.

Для изготовления широкоформатных алюмооксидных оснований (в том числе с наличием радиаторных систем) с односторонними и двухсторонними диэлектрическими покрытиями из анодного оксида алюминия на плоских поверхностях были отработаны методы электрохимических процессов анодирования алюминиевых сплавов в однокомпонентных и двухкомпонентных порообразующих электролитах.

Предварительно были исследованы многие доступные промышленные сплавы алюминия с различным содержанием легирующих добавок, которые могут влиять на процессы электрохимического анодирования. Алюминиевые сплавы оценивались в основном по электрофизическим параметрам диэлектрических слоев, формируемых на их поверхности (предельной толщине, термостойкости, пробивным напряжениям, токам утечки), а также по скорости анодирования. Было установлено, что сплавы, содержацие более 5 % примесей не пригодны, в зависимости от вида примеси, в качестве оснований по одному или нескольким указанным выше параметрам. Элементы примеси, присутствующие в алюминии даже в небольших количествах, концентрируются в поверхностных продуктах реакции окисления и существенно влияют на последующие процессы и свойства формируемых оксидных пленок. Вместе с тем, в результате действия поверхностных сил малая концентрация элементов может стать на поверхности алюминия значительно большей.

Было показано, что в качестве исходного материала для изготовления алюмооксидных оснований необходимо использовать промышленные алюминиевые сплавы российского производства: A0; A5; AMг-2; AMг-3; AMг-5. Для формирования плоских оснований использовали листовые прокатные заготовки толщиной ~1; 2; 3 мм и размерами, соответствующими площадям плоских частей радиаторных систем (~50×50; 60×60 ; 70×40; 70×65; 70×75; 100×100; 50×200 мм). Основания радиаторов имели толщину ~3–5 мм, а радиаторы были выполнены в виде перпендикулярных к основанию игольчато-штыревых и пластинчатых ребер длиной ~2–5 см и с различным шагом расположения (~0,5–1 см) для повышения эффективности отвода тепла.

Образцы отличались вариантами предварительных температурных обработок. Термоотжиг Al-сплавов проводили при следующих режимах: T ~300 °C в течение ~2 ч; T ~400 °C в течение ~1 ч; T ~500 °C в течение ~30 мин для придания пластичности и равномерного распределения примесей по объему.

Установлено, что при потенциостатическом режиме анодирования существуют различия во временных изменениях тока анодирования (кривых кинетики) для алюминиевых сплавов, прошедших термоотжиг, которые заключались в уменьшении количественных амплитудных значений и во времени появления характерных пиков. На рис. 1 представлены кинетические кривые изменения тока на начальном этапе анодирования Al-сплава AMг-2 в потенциостатическом режиме (U=50 B) в 5% $H_2C_2O_4$ для различных вариантов температурной обработки Al перед анодированием.

До напряжения 5–10 В через тонкую плотную пленку Al_2O_3 , существующую на поверхности исходного сплава алюминия, протекает лишь незначительный электронный ток, определяющийся величиной ее сопротивления и не приводящий к росту ее толщины. При дальнейшем увеличении напряжения начинается так называемый электрохимический пробой исходной диэлектрической пленки, в результате которого через нее начинает течь ионный ток, величина которого значительно выше электронного тока и который ответственен за появление зародышей пор в исходной пленке и рост ее толщины. Зарождение пор, т. е. начало травления исходной пленки, начинается в дефектных местах поверхности поликристаллического алюминия, в основном в местах выхода дислокаций, плотность которых составляет 10¹¹–10¹² см⁻². До первого пика поры растут не только в глубину, но и их диаметр расширяется в пределах поверхности. Первый пик соответствует моменту, когда стенки соседних пор начинают соприкасаться. При этом наблюдается некоторое снижение тока с последующим его увеличением с ростом напряжения. В случае отожженных образцов начало электрохимического пробоя и первый пик смещаются в область более высоких напряжений, что связанно с увеличением толщины исходной термической пленки.



Рис. 1. Кинетические кривые изменения тока при анодировании Al-сплава AMг-2 в потенциостатическом режиме (U = 50 B) в 5% H₂C₂O₄ для различных вариантов температурной обработки Al перед анодированием

В случае проведения процессов анодирования образцов с наличием радиаторных систем, когда необходимым являлось формирование одностороннего пористого анод-

ного оксида алюминия только на поверхности плоских оснований, была разработана специальная оснастка – ячейка (рис. 2), позволяющая изолировать от электрохимического окисления радиаторные части, выполненные в виде перпендикулярных к основанию игольчато-штыревых и пластинчатых ребер (рис. 2, a, δ). Кроме того, указанную ячейку можно использовать для химического травления сформированного в процессе анодирования пористого Al₂O₃ на радиаторных частях образцов в том случае, если первоначально осуществлялось двухстороннее оксидирование образцов в целом (с радиаторными частями) (рис. 2, e, e).



1 – болты из фторопласта; 2 – фторопластовая крышка (рамка); 3 – резиновые уплотнители;
 4 – алюминиевый образец с радиатором; 5 – фторопластовый корпус; 6 – медная контактная пластина;
 7 – пружина; 8 – анодный Al₂O₃

Рис. 2. Схематические изображения и фотографии разработанной оснастки – ячейки для проведения одностороннего электрохимического анодирования плоской поверхности алюминиевого образца с радиаторной системой (*a*, *б*) и для химического травления радиаторной части (*b*, *c*)

В процессе электрохимических методов анодирования при формировании алюмооксидных подложек и оснований с наличием радиаторных систем для дальнейшей реализации создания на их основе пассивной части многокристальных модулей использовали следующие варианты электролитов: 1) 5 %; 7 % и 10 % растворы органической щавелевой кислоты ($H_2C_2O_4$); 2) 10 % и 15 % растворы серной кислоты (H_2SO_4); 3) 3 % и 5 % растворы фосфорной кислоты (H_3PO_4).

Было установлено, что в растворах серной кислоты (H_2SO_4) пористые оксиды алюминия являются менее термостойкими [3] и процесс необходимо проводить при низких температурах (5–7 °C), а в растворах фосфорной кислоты (H_3PO_4) весьма низкая скорость электрохимического анодирования (более чем в 10 раз ниже по сравнению со цавелевокислыми растворами) и необходимо использовать более высокие напряжения анодирования (100–120 В).

Кроме того, с целью определения явных преимуществ по скорости анодирования для выполнения данной работы были проведены исследования по анодированию в следующих двухкомпонентных кислотных растворах: 1) 5 % $H_2C_2O_4 + 2$ % H_2SO_4 ; 2) 7 % $H_2C_2O_4 + 3$ % H_2SO_4 ; 3) 5 % $H_2C_2O_4$ с добавлением соли MgSO₄ в количестве 10 г/л.

Было установлено, что добавление серной кислоты в щавелевокислый электролит позволяет увеличить скорость анодирования на 20 %, а применение добавки в виде сульфата магния приводит к снижению внутренних напряжений в формируемой системе Al-Al₂O₃ и к увеличению параметров термоустойчивости оксида алюминия при длительных процессах термоциклирования.

Поверхность образцов подвергалась анодированию как с двух сторон, так и, с одной стороны. Анодирование образцов проводилось или в потенциостатическом режиме при напряжении 25; 40; 50; 60 В, или в гальваностатическом режиме при различных плотностях тока от 10 до 40 мА/см² в зависимости от используемых электролитов. Длительность процесса определялась толщиной формируемого анодного Al_2O_3 , которая составляла от 50 до 200 мкм. За кинетикой процесса анодирования осуществлялся непрерывный контроль. Фотографии образцов со сформированными диэлектрическими Al_2O_3 -покрытиями толщиной 200 мкм непосредственно на плоской поверхности радиаторных систем и на отдельных плоских алюминиевых основаниях – подложках представлены на рис. 3.

На рис. 4 продемонстрированы СЭМ-фото, указывающие на структурноморфологические параметры толстослойного Al_2O_3 , сформированного при анодировании Al-сплава AMг-5 в электролите 5 % $H_2C_2O_4$ с добавлением MgSO₄ при плотности тока 30 мA/см² (рис. 4, *a*), в 7 % $H_2C_2O_4$ с добавлением H₂SO₄ при напряжении 40 В (рис. 4, *б*) и в 10 % H₂SO₄ при напряжении 25 В (рис. 4, *в*). Видно, что диаметр пор Al₂O₃ составляет ~55 нм, ~40 нм и ~25 нм соответственно для каждого технологического варианта формирования, что можно учитывать в дальнейшем для улучшения электрофизических параметров наноструктурированных диэлектрических покрытий на Al.



Рис. 3. Фотографии образцов до проведения процесса анодирования и после формирования диэлектрических анодных Al₂O₃-покрытий толщиной 200 мкм непосредственно на поверхности радиаторных систем (*a*) и отдельно на плоских алюминиевых основаниях (б)



Рис. 4. СЭМ-фото пористых поверхностей, характеризующие структурно-морфологические параметры Al₂O₃ толщиной 200 мкм, сформированного при анодировании Al-сплава (AMr-5) в электролите 5% H₂C₂O₄ с добавлением MgSO₄ при плотности тока 30 мA/см² (*a*), в 7 % H₂C₂O₄ с добавлением H₂SO₄ при напряжении 40 В (*б*) и в 10 % H₂SO₄ при напряжении 25 В (*в*)

На рис. 5 представлена сравнительная гистограмма влияния различных электрохимических режимов анодирования и предварительной температурной обработки Al на толщину и скорость формирования наноструктурированных анодных Al₂O₃-пленок в течение 6 ч. Установлено, что скорость анодирования замедляется при достижении толщины анодного оксида алюминия d ~150–160 мкм, а при значениях d >210 мкм процесс роста Al₂O₃ практически останавливается, сопровождаясь травлением оксида. Для формирования диэлектрических Al₂O₃-покрытий толщиной ~200 мкм в 10 % H₂SO₄ при напряжении 25 B, в 5 % H₂C₂O₄ при напряжении 40 B, в 7 % H₂C₂O₄ + 3 % H₂SO₄ при напряжении 40 B, необходимо соответственно ~11 ч; 8 ч 10 мин; 6 ч 15 мин. Кроме того, замечено, что помимо электрохимических режимов анодирования на скорость проведения оксидирования влияет предварительный температурный отжиг алюминиевых образцов (рассмотрены варианты: T = 300 °C, 2 ч; T = 500 °C, 30 мин). Скорость анодирования в 10% H₂SO₄ при напряжении 25 B для различных температурных обработок Al составляет соответственно ~0,416 и 0,394 мкм/мин, в 5 % H₂C₂O₄ при напряжении 40 B составляет ~0,472 и 0,444 мкм/мин, в 7 % H₂C₂O₄ + 3 % H₂SO₄ при напряжении 40 B составляет ~0,542 и 0,508 мкм/мин.



Рис. 5. Сравнительная гистограмма влияния технологических режимов анодирования и предварительной температурной обработки Al (сплав AMг-2) на толщину и скорость формирования анодных Al₂O₃-покрытий в течение 6 ч

Таким образом, в результате проведенных исследований были оптимизированы методы формирования толстослойных наноструктурированных Al₂O₃-покрытий при электрохимическом анодировании алюминиевых сплавов в порообразующих электролитах для изготовления широкоформатных алюмооксидных оснований с высокоэффективным теплоотводом.

Список литературы

1. Шиманович Д.Л. Методы создания встроенных алюминиевых коммутационных элементов в объеме свободных анодных Al₂O₃-оснований // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. 2013. Т. 13. № 3. С. 186–189.

2. Шиманович Д.Л., Сокол В.А., Литвинович Г.В. Методы формирования алюмооксидных микроструктур для мощных систем электромеханики // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. 2014. Т. 14. № 3. С. 170–173.

3. Шиманович Д.Л., Чушкова Д.И., Сокол В.А. Технологические приемы повышения термической устойчивости при формировании толстослойных нанопористых анодных оксидов алюминия // Материалы и структуры современной электроники: материалы V междунар. науч. конф., Минск, 10–11 окт. 2012 г. Бел. гос. ун-т. Минск, 2012. С. 199–202.

РАЗРАБОТКА СТЕНДА ДЛЯ ПРОВЕРКИ ПАРАМЕТРОВ ПЛАТ

Д. В. Тимошин, А. А. Залевский, С. А. Михайленко, А. А. Чаплыгина, А. В. Гафарова

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40 E-mail: d.v.timoshin@mail.ru

Представлен метод проверки плат с помощью периферийного сканирования. Описан способ тестирования плат АЦП. Представлен способ проверки плат с помощью стенда, который обеспечивает возможность контроля изделия без необходимости применения средств измерения, а так же контроль всех внешних линий на короткие замыкания и целостность цепей. Приведена схема электрическая функциональная для проверки плат АЦП.

В наше время измерительное оборудование не прекращает усиленно совершенствоваться в последующих тенденциях: увеличение точность и быстродействия, расширяется частотный диапазон, улучшается структура радиоизмерительных устройств. Для их формирования применяют последние достижения науки и техники, увеличивается уровень вычислительной устройств, появляются новые методы и средства автоматизации измерений, расширяется их использование при разработке измерительных приборов и способов контроля качества продукции [1].

Испытуемое изделие представляет собой восьмиканальную плату аналогоцифрового преобразования (АЦП). На данном этапе существует проблема снятия параметров платы АЦП. Это связано с тем, что часть элементов схемы имеет закрытые места пайки и соединений, недоступные для визуального контроля.

Так как перед сдачей платы на приемо-сдаточные испытания, требуется предварительно протестировать ее на исправность, возникает открытый вопрос проведения мероприятий по установлению работоспособности платы. В связи с этим необходимо разработать стенд, который обеспечит полную настройку и проверку платы, подтвердит ее работоспособность в соответствие с заданными значениями параметров.

В ряде основных методов тестирования, в статье отданы больше предпочтение функциональному и периферийному тестированию.

Периферийное или граничное сканирование (ГС), в англоязычном варианте «boundary scan», это тестирование с применением интерфейса JTAG. Базируется на использовании в микросхемах поддержки стандарта IEEE 1149.1. Данная технология дает возможность осуществлять контроль качества монтажа и отбраковывать изделие ещё до стадии функционального тестирования.

ГС позволяет увеличить качество разрабатываемых изделий и экономить расходы на этапе массового изготовления. Существенное превосходство этого метода – способность сканировать устройства с ограниченным доступом к выводам микросхем в различных корпусах, таких как BGA, COB и QFP.

Производители микросхем начиняют свои продукты BSDL-файлами, в которых присутствует информация об архитектуре регистров ПС. Современные программные средства для ГС дают возможность автоматизировать процесс, применяя данные схематики из систем автоматизированного проектирования. Эти возможности упрощают подготовку и применение JTAG-тестирования. приведен пример JTAG-тестирования [2] (рис. 1).

При проектировании электронных устройств, изначально необходимо подготовить схему изделия. Как минимум, это использование, хотя бы, двух компонентов на плате, поддерживающего периферийное сканирование, а также верное соединение этих элементов и вывод JTAG-портов на внешние контакты или разъемы [3].



Рис. 1. Пример ЈТАС-тестирования

К основным значениям снимаемых параметров относятся, значения напряжений цепей питания в контрольных точках на плате АЦП (таблица).

Значение напряжений цепей питания в контрольных точках						
Контрольная	Номинальное значение	Пределы допустимого				
точка	напряжения, В	отклонения, В				
1	+12	±1				
2	+4,2	$\pm 0,2$				
3	+1,5	$\pm 0,1$				
4	+2,5	$\pm 0,2$				
5	+1,2	±0,1				

Таблица

Также уровень входного сигнала, на каждом из входов, при частоте 1 МГц должен быть не менее 3,4 дБм.

К основным составным блоком платы можно отнести: две четырех канальные микросхемы АЦП; один тактовый и два кварцевых генератора, служащих для тактирования на разных частотах; программируемая логическая интегральная схема; память для хранения информации и импульсный источник питания для преобразования напряжений.

Ниже приведена функциональная схема подключения для проверки платы АЦП (рис. 2).

Все проверочные элементы будут располагаться на отдельной плате, на которой так же будет присутствовать JTAG-порт. И через разъем включаться в стег с проверяемой платой.

Затем через порт JTAG, используя программаторы, в котором так же поддерживается необходимый стандарт, мы можем подавать воздействия на ПЛИС и микроконтроллер, которые, в свою очередь, будут опрашивать соединения с другими микросхемами и проверять на наличие коротких замыканий и обрывов дорожек.

С помощью применения технологии периферийного сканирования, испытательный стенд обеспечит возможность проведения полного цикла непараметрического контроля изделия без необходимости применения средств измерения, а также контроль всех внешних линий на короткие замыкания и целостность цепей.

Секция «Конструирование и технология электронных средств»



Рис. 2. Схема электрическая функциональная для проверки платы АЦП

В результате всей проделанной работы будет реализован «кластерный анализ», который используется для проверки цепей, связанных с любыми устройствами, не поддерживающими периферийное сканирование. И на основании этого можно будет определить пригодность платы к функциональному тестированию.

Применение технологии периферийного сканирования в микросхеме, на плате или в устройстве добавляет стоимость и увеличивает время разработки проекта. Однако, все эти расходы легко окупаются при проведении тестирования, которое может производится на каждой стадии цикла жизни изделия.

Используя ПФ, испытатели обладают возможностью быстро проверить изделие на структурные ошибки, без трудоёмкого исследования или возвращения платы изготовителю.

Список литературы

1. Автоматизированные испытательные стенды [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://zetlab.com/avtomatizirovannyie-ispyitatelnyie-stendyi/

2. Платунов А.В, Постников Н.Л. Механизм граничного сканирования в неоднородных микропроцессорных системах [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.chipnews.ru/html.cgi/arhiv/00_10/stat_8.htm

3. Рустинов В.Г, Городецкий А.В. Разделяй и властвуй – принцип граничного сканирования [Электронный pecypc]. Режим доступа: http://chipnews.gaw.ru/html.cgi/arhiv/01_06/stat-3.htm

РАЗРАБОТКА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ В МЕХАНИЧЕСКУЮ ДЛЯ СИСТЕМЫ УДАЛЕНИЯ НАЛЕДИ С ПРОВОДОВ ЛЭП

И. С. Трухина¹, А. В. Юрьев², С. И. Трегубов¹ (научный руководитель)

¹Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: irina_truhina94@mail.ru ²ООО НПП «Элийя» 660127, г. Красноярск, ул. 9 Мая, д.5, кв. 284

Одним из основных элементов проектируемого устройства для удаления наледи с проводов линий электропередачи является преобразователь электрической энергии в механическую. При разработке данного функционального узла необходимо учитывать ряд требований, благодаря которым возможно создание эффективного преобразователя.

Одной из причин обрыва проводов и разрушения опор линий электропередачи (ЛЭП) является наледь. Данная проблема широко распространена в Центральной и Южной России, на Северном Кавказе, Поволжье, на Дальнем востоке. Проектируемая система удаления наледи основана на электромеханическом методе очистки проводов. Необходимым элементом данной системы является электромеханический преобразователь.

Структурная схема электромеханического преобразователя (рис. 1) включает в себя: 3Y – зарядное устройство; ЭK – электронный коммутатор; CY – система управления; CU – снабберная цепь; $\Pi ЭHM$ – преобразователь электрической энергии в механическую; $C_{\rm H}$ – накопительная емкость; VS1 – разрядный сильноточный коммутатор; $T_{\rm под}$ – поджигающий трансформатор; $L_{\rm доб}$ – добавочная индуктивность.



Рис. 1. Структурная схема электромеханического преобразователя

В результате моделирования напряженно-деформированного состояния льда были получены значения максимальных перемещений и максимальных напряжений (табл. 1), а также изменение запаса прочности льда (рис. 2). Значения приведены для льда с толщиной стенки 10 мм, что является критическим значением для I климатического района по толщине стенки гололеда (Москва, Красноярск, Якутск) [2].

Таблица 1

Прикладываемая	Макс.	Макс.	Области ниже
сила растяжения, Н	перемещения, мм	напряжения, Н/м ²	запаса прочности
400	9,99·10 ⁻³	$6,28 \cdot 10^5$	-
500	$1,24 \cdot 10^{-2}$	$7,85 \cdot 10^5$	+
600	$1,5.10^{-2}$	9,4·10 ⁵	+
700	$1,75 \cdot 10^{-2}$	$1,1.10^{6}$	+
800	$2,0.10^{-2}$	$1,25 \cdot 10^{6}$	+
900	$2,25 \cdot 10^{-2}$	$1,4.10^{6}$	+
925	$2,31 \cdot 10^{-2}$	$1,45 \cdot 10^{6}$	+
950	$2,37 \cdot 10^{-2}$	$1,49 \cdot 10^{6}$	+
975	$2,44 \cdot 10^{-2}$	$1,53 \cdot 10^{6}$	+
1000	$2,5.10^{-2}$	$1,57 \cdot 10^{6}$	+

Результаты моделирования напряженно-деформированного состояния льда



Рис. 2. Изменение запаса прочности льда

В основе работы проектируемого электромеханического преобразователя лежит закон Ампера. Исходя из формулы закона Ампера для двух параллельных проводников (1), наиболее эффективное устройство характеризуется максимальной длиной взаимодействия проводников и минимальным расстоянием между ними.

$$F = \frac{\mu \cdot \mu_0}{4\pi} \cdot \frac{l}{r} \cdot I_1 \cdot I_2, \tag{1}$$

где μ – магнитная проницаемость среды; μ_0 – магнитная постоянная; l – длина проводника; r – расстояние между проводниками; I_1 , I_2 – ток, протекающий по первому и второму проводнику соответственно.

Максимальная сила взаимодействия проводников наблюдается, если ток, протекающий в проводниках равен $I = I_1 = I_2$. Тогда формула для расчета силы тока, обеспечивающей взаимодействие между проводниками с заданным усилием, принимает следующий вид (2).

$$I = \sqrt{\frac{F \cdot 4\pi}{\mu_0 \cdot k}}; \qquad (2)$$

$$k = \frac{l}{r}.$$
(3)

Используя формулы (2) и (3) получены значения требуемой силы тока для генерации необходимого воздействия (табл. 2). Значения приведены для проводников длиной l = 10 м, зазор между проводниками r = 0,2 мм.

Таблица 2

Значения требуемой силы тока в зависимости от генерируемого усилия

<i>F</i> , H	400	500	600	700	800	900	925	950	975	1000
I, A	283	316	346	374	400	424	430	436	442	447

Конструкция преобразователя должна отвечать следующим требованиям: максимальная длина взаимодействия проводников;

минимальное расстояние между проводниками;

компактность;

безопасность в эксплуатации.

На изображении 3*D*-модели преобразователя (рис. 3), обозначены направления токов I_1 , I_2 , протекающих в первом и втором индукторе соответственно, и направление силы F, возникающей при взаимодействии индукторов.



Рис. 3. Электромеханический преобразователь

Таким образом, основные требования к проектируемому электромеханическому преобразователю могут быть выполнены при использовании спиральной конструкции индукторов. Данный тип конструкции обеспечивает максимальную длину взаимодействия индукторов при минимальном зазоре между ними.

Список литературы

1. Применение действия силы Ампера в технике [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://worldofschool.ru/fizika/el-dinamika/yavleniya/em/magnet/m-statika/primenenie-dejstviya-sily-ampera-v-tehnike

2. Никитина И.Э., Абдрахманов Н.Х., Никитина С.А. Способы удаления льда с проводов линий электропередачи // Электронный научный журнал «Нефтегазовое дело». 2015. № 3.

СИСТЕМА КОЛИЧЕСТВЕННЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ОЦЕНКИ СБОРОЧНО-МОНТАЖНОЙ ТЕХНОЛОГИЧНОСТИ КОНСТРУКЦИИ СВЧ-МОДУЛЯ

Г. Х. Ирзаев

Дагестанский государственный технический университет 367015, г. Махачкала, пр. И. Шамиля, 70 E-mail: irzajev@mail.ru

Проведен анализ типового технологического процесса сборки и монтажа СВЧ-модулей. Предложена оценочная система сборочной технологичности СВЧ-модуля, включающая в себя помимо трудоемкости изготовления и технологической себестоимости, показатели конструкторской преемственности, унификации, автоматизации процессов и организационно-технического уровня производственной базы.

Введение. Многофункциональные СВЧ-модули нашли довольно широкое применение в приемо-передающей аппаратуре телекоммуникационных сетей, авиакосмическом приборостроении, навигационных системах [1]. Их можно считать базовыми элементами электронной аппаратуры, имеющими законченное планарное конструктивное исполнение в виде ячеек – рамок и герметичного блока – корпуса, на которых осуществляется монтаж интегральных микросхем, других компонентов, соединителей, микрополосковых линий и СВЧ-переходов. Таким образом, насыщенность компонентами, серьезные риски при принятии конструкторских решений и подборе технологий изготовления СВЧ-модулей требуют ответственного отношения к поиску решений по эффективному выполнению сложных функциональных требований и обеспечению высокой сборочной технологичности конструкции.

Разработчики СВЧ-модулей стремятся найти баланс между функциональностью и технологичностью сборки конструкции. При этом функциональность обеспечивается за счет высокого уровня электрических параметров с учетом допусков, устойчивости к эксплуатационным факторам (порой очень жестким), эффективного теплоотвода от компонентов, надежности и возможности длительного хранения, минимальных массогабаритных характеристик, установочных и присоединительных размеров, стабильных напряжений питания, сигналов управления. Приспособленность конструкции СВЧмодуля к изготовлению, герметизации и сборке с наименьшими трудовыми, временными и материальными затратами обуславливает технологичность, которая подлежит оцениванию с помощью системы показателей на этапах проектирования.

Сегодня отсутствуют нормативно-технические документы или иные рекомендации по оценке технологичности конструкции СВЧ-изделий, в конструкторской практике чаще всего используются эвристические подходы и наработанный опыт специалистов. В ходе исследования был проведен комплексный анализ конструктивных и технологических особенностей СВЧ-модулей с точки зрения обеспечения их технологичности по материалоемкости, конструктивной сложности, трудоемкости сборочномонтажных работ и разработана система количественных показателей оценки сборочной технологичности [2].

Система количественных показателей оценки сборочно-монтажной технологичности конструкции СВЧ-модуля. Диапазон рабочих частот модуля СВЧ, который может находиться в пределах 3–40 ГГц, определяет выбор базовой технологии, типы вводов и выводов энергии, питания и сигналов управления, линий передачи электромагнитной энергии, а также корпуса. Типовой технологический процесс сборки и монтажа СВЧ-модуля состоит из последовательности операций (рис. 1). Для автоматизации монтажа кристаллов для каждого типоразмера используется свой специальный инструмент, который может сменяться в автоматическом режиме. Но при этом предъявляются жесткие требования по допускам на геометрически размеры кристаллов и качеству поверхности подложки. Автоматизация сборочных процессов обеспечивает высокую точность монтажа за счет компьютерного контроля всех основных параметров технологического процесса и контроля алгоритма работы узлов оборудования. При этом обеспечивается высокая воспроизводимость характеристик, производительность, качество и надежность СВЧ-изделий [3].



Рис. 1. Типовой технологический процесс сборки и монтажа СВЧ-модуля

Для определения уровня технологичности СВЧ-модулей необходимо их сопоставление с аналогами по трудоемкости и технологической себестоимости. При большом количестве составных частей в СВЧ-модуле, трудоемкость его изготовления T_{μ} определяют укрупненно по типовым представителям составных частей.

Технологическая себестоимость C_m обобщенно характеризует расходы всех видов труда на производство изделия и связана с конкретным вариантом технологического процесса. В нее включаются прямые затраты на материалы и производственную зарплату, а из косвенных – только расходы на содержание и эксплуатацию оборудования.

На этапах проектирования и освоения производства СВЧ-модулей для оценки степени технологичности целесообразно наряду с основными показателями T_u и C_m использовать дополнительные показатели – коэффициенты, каждый из которых дает информацию по какому-либо частному свойству технологичности СВЧ-модуля.

Одним из направлений обеспечения технологичности электронных приборов, в том числе и СВЧ-техники, является стандартизация и унификация, т. е. использование принципов преемственности конструкции [4]. Все основные части изделия разделяются на оригинальные и унифицированные. Последние состоят из совокупности заимствованных, покупных и стандартных сборочных единиц и деталей. Частные показатели характеризуют конструкторскую преемственность, широту применения предыдущих конструктивных решений в ранее изготовленных изделиях и их составных частях.

Предлагается уровень унификации и стандартизации определять для СВЧ-модуля и его составных компонентов системой показателей: коэффициентами унификации, стандартизации, применяемости, повторяемости (табл. 1).

Таблица 1

Показатели конструктивной преемственности СВЧ-модуля

Наименование показателя	Расчетная формула	Составляющие формулы
Коэффициент унифика- ции СВЧ-модуля	$K_{y\mu} = \frac{N_{y\mu}}{N}$	N _{ун} – количество унифицированных компо- нентов (МСБ, ИС, транзисторов, функцио- нальных узлов, отдельных деталей); N – об- щее количество компонентов СВЧ- модуля
Коэффициент стандар- тизации СВЧ-модуля	$K_{cm} = \frac{N_{cm}}{N}$	N _{cm} – количество стандартных компонентов (без учета стандартного крепежа); N – общее количество компонентов СВЧ-модуля
Коэффициент повто- ряемости компонентов модуля СВЧ	$K_{noe} = 1 - \frac{N_{mun}}{N}$	<i>N_{тил}</i> – количество типоразмеров компонентов модуля СВЧ; <i>N</i> – общее количество компонентов СВЧ-модуля
Коэффициент преемст- венности СВЧ-модуля по компонентам	$K_{np} = \frac{N_1 + N_2}{N_1 + N_2 + N_3}$	N_1 — количество компонентов, заимствован- ных из изделия-предшественника; N_2 — коли- чество компонентов, заимствованных в рам- ках данной конструкции из других одновре- менно разрабатываемых СВЧ-модулей; N_3 — количество оригинальных компонентов в СВЧ-модуле

Повышение численных значений этих коэффициентов приводит к сокращению оригинальных составных частей изделий, повышению насыщенности изделия повторяющимися составными частями, повышению серийности со всеми вытекающими экономическими и организационными последствиями, сокращению материальных затрат, сроков разработки и освоения новой СВЧ-техники. При этом необходимо стремиться к полной оценке конструктивной преемственности при минимальном числе показателей.

Показатели организационно-технического уровня производства исполняют роль обратной связи, т. е. характеризует возможности конкретного производства реализовать заданные показатели технологичности. Предлагаемая номенклатура частных показателей представлена в табл. 2.

Рост этих показателей находит свое отражение в применении новых технологических процессов и более совершенного технологического оборудования, расширении и углублении специализации, уровня использования трудовых ресурсов, основных фондов и оборотных средств, использовании прогрессивных форм организации труда, групповых методов пайки и монтажа сборочных единиц, внедрении автоматизированных систем, мероприятий по рациональной загрузке технологического оборудования. Одновременно с повышением организационно-технического уровня производства появляются дополнительные возможности снижения материалоемкости, трудоемкости и себестоимости изделий.

Частные показатели технологичности по преемственности конструкции и организационно-техническому уровню производства должны быть сведены в комплексный показатель с учетом веса каждого.

Таблица 2

Наименование показателя	Расчетная формула	Составляющие формулы
Коэффициент сборности конструкции СВЧ- модуля	$K_{c \bar{o}} = \frac{N_{c \bar{o}}}{N_{c \bar{o}} + N_{\bar{o}}}$	$N_{c\delta}$ – количество сборочных единиц в составе СВЧ-модуля; N_{∂} – количество деталей в составе СВЧ-модуля
Коэффициент сложно- сти сборки и монтажа СВЧ-модуля	$K_{c\delta}^{ca} = \frac{N_{cp}}{N_{cp} + N_{ch}}$	<i>N_{cp}</i> – количество разъемных соединений в СВЧ- модуле (защелки, резьбовые соединения, байо- неты и т.д.); <i>N_{cн}</i> – количество неразъемных со- единений в СВЧ-модуле (пайка, склеивание, сварка и др.)
Коэффициент примене- ния типовых технологи- ческих процессов	$K_{mmn} = \frac{T_{mmn}}{T}$	<i>T_{mmn}</i> – трудоемкость типовых технологических процессов; <i>T</i> – общая трудоемкость сборочномонтажных работ
Коэффициент примене- ния групповой пайки	$K_{zpn} = \frac{N_{zpn}}{N_{nc}}$	<i>N_{грп}</i> – количество соединений, пайка которых осуществляется групповыми методами; <i>N_{nc}</i> – общее количество паяных соединений в составе СВЧ-модуля
Коэффициент парал- лельности сборочно- монтажных работ	$K_{c\delta}^{nap} = \frac{N_{nap}}{N_{c\delta}}$	N_{nap} — количество сборочных единиц в составе СВЧ-модуля, допускающих параллельную сборку; $N_{c\delta}$ — количество сборочных единиц в составе СВЧ-модуля
Коэффициент автомати- зации и механизации технологических про- цессов монтажа компо- нентов СВЧ-модуля	$K_{abm}^{MOH} = rac{N_{abm}}{N}$	N_{abm} — количество компонентов, монтаж которых осуществляется автоматизированным или механизированным способом; N — общее количество компонентов в составе СВЧ-модуля

Показатели организационно-технического уровня производства

Заключение. При проектировании современных СВЧ-устройств фактор снижения стоимости становится главным. Использование параметрической, конструктивной и технологической унификации, автоматизация процессов сборочно-монтажных работ, ритмичность и объем выпуска однотипных модулей оказывают большое влияние на стоимость. Предложенная система показателей может быть применена для сравнения не только вариантов конструкций СВЧ-модулей, но и вариантов техпроцессов сборки и монтажа определенной конструкции. Показатели позволяют оценить приспособленность проектируемого СВЧ-модуля к изготовлению в сложившихся условиях предприятия, имеющегося оборудования, уровня автоматизации работ с учетом развивающейся производственной базы, тем самым снижая материальные и временные затраты на проектирование и освоение новых видов СВЧ-техники.

Список литературы

1. Борисов А.А. Основные направления развития отечественной СВЧ-электроники // Электронная техника. Сер. 1: СВЧ-техника. 2013. № 3 (518). С. 17–23.

2. Ирзаев Г.Х. Особенности обеспечения и оценки сборочной технологичности электронных СВЧмодулей // Сборка в машиностроении, приборостроении. 2016. № 8. С. 7–14.

3. Бейль В.И., Мальщик В.М. Основные принципы построения технологической линии сборки СВЧ-субмодулей нового поколения // Электронная техника. Сер. 1: СВЧ-техника. 2009. № 3 (502). С. 67–82.

4. Ирзаев Г.Х., Адамов А.П. Оценка влияния конструктивной преемственности на технологичность электронных приборов // Сборка в машиностроении, приборостроении. 2014. № 2. С. 3–8.

АЛГОРИТМ И ПРОГРАММА РАСЧЕТА УСТАЛОСТНОЙ НАДЁЖНОСТИ ПАЯНЫХ СОЕДИНЕНИЙ

М. Н. Пиганов, А. В. Иванов

Самарский национальный исследовательский университет имени академика С. П. Королёва 443086, г. Самара, ул. Московское шоссе, д. 34 E-mail: kipres@ssau.ru

Предложен алгоритм расчёта усталостной прочности паяных соединений электронных узлов. В качестве исходных данных были использованы математические модели Энгельмайера. Разработана программа расчета на языке Java. Рассмотрена тестовая задача. Её решение показало хорошие результаты.

Разработка алгоритма по расчету усталостной надежности паяных соединений с использованием модели Энгельмайера

Модели усталостной надежности паяных соединений приведены в работах [1–9]. На их основе был разработан алгоритм расчета.

В общем виде алгоритм расчета усталостной надежности паяных соединений представлен на рис. 1.

В блоке 1 осуществляется ввод следующих параметров системы:

I – количество типов компонентов в системе;

J – количество нагружений системы;

х – заданная вероятность отказов %;

 CTE_{PCB} – ТКЛР платы;

N[j] – массив количеств циклов;

 $t_{D}[j]$ – массив переменных времени полуцикла;

 $\varepsilon'_{f}[i], c_{0}[i], c_{1}[i], c_{2}[i], t_{0}[i]$ – массивы параметров припоев;

 $CTE_{sold}[i]$ – массив ТКЛР припоев;

 $\beta[i]$ – массив параметров распределения Вейбулла;

n[i] – массив количеств компонентов ;

*L*₀ – единичная длина смачиваемой поверхности;

DNP[*i*] – массив расстояний до нейтральной точки/плоскости;

h[i] – массив высот паяных соединений;

lead[i] – массив логических переменных (true – компонент с выводами; false – безвыводной);

L[i] – массив максимальных длин смачиваемых поверхностей паянных соединений (диаметр/диагональ) типов компонентов;

K[i] – массив диагональных жесткостей выводов на изгиб;

А[*i*] – массив эффективных площадей паянных соединений;

F[i] – массив технических параметров типов компонентов;

 $CTE_{c}[i]$ – массив ТКЛР компонентов;

 $T_{c}[j,i]$ – двумерный массив максимальных за цикл температур компонентов;

 $T_{s}[j,i]$ – двумерный массив максимальных за цикл температур подложек; $T_{c0}[j,i]$ – двумерный массив минимальных за цикл температур компонентов; $T_{s0}[j,i]$ – двумерный массив минимальных за цикл температур подложек; Затем в блоке 2 осуществляется инициализация счетчиков циклов і и j.



Рис. 1. Алгоритм расчета усталостной надежности паяных соединений

Выбор языка программирования. Модель MVC

В результате обзора языков программирования выбор пал на JAVA.

Одно из главных преимуществ языка Java – его независимость от платформы, на которой выполняются программы. Таким образом, один и тот же код можно запускать под управлением операционных систем Windows, Linux, FreeBSD, Solaris, Apple Mac и др. Это становится очень важным, когда программы загружаются посредством глобальной сети интернет и используются на различных платформах.

Другим, не менее важным преимуществом Java, является большая схожесть с языком программирования С++. Поэтому тем программистам, которые знакомы с синтаксисом С и С++ будет просто освоить Java.

Кроме того, Java - полностью объектно-ориентированный язык, даже в большей степени, чем С++. Все сущности в языке Java являются объектами, за исключением немногих основных типов (primitive types), например чисел. В свое время объектноориентированное программирование (ООП) заменило структурное программирование.

Важно и то, что разрабатывать на Java программы, которые не содержат ошибок, значительно легче, чем на C++.

Все дело в том, что разработчиками языка Java из компании Sun был проведен фундаментальный анализ программ на языке C++. Анализировались «узкие места» исходного кода, которые и приводят к появлению трудновыявимых ошибок. Поэтому было принято решение проектировать язык Java с учетом возможности создавать программы, в которых были бы скрыты наиболее распространенные ошибки.

Еще одно важное преимущество JAVA это тесное взаимодействие с БД. С недавнего времени язык JAVA принадлежит корпорации Oracle, которая является ведущей в сфера разработки БД. Один из векторов дальнейшего развития проектируемой программы является её тесная интеграция с БД, что является не маловажным фактором в условиях современной разработки электронных изделий.

Разработка программы. Проектирование классов Java

1. Класс Solder предназначен для хранения параметров припоя.

2. Классы CLead, CLeadness и интерфейс Component. Классы CLead и CLeadness предназначены для хранения параметров выводных и безвыводных компонентов соответственно. Для повышения гибкости исходного кода было решено объединить эти классы интерфейсом Component.

3. Класс РСВ предназначен для хранения параметров подложки (печатной платы).

4. Класс TParametr. Класс TParametr предназначен для хранения температурных параметров компонента и подложки при нагружении.

5. Класс NCycles предназначен для хранения параметров системы компонентов при нагружении.

6. Классы, реализующие интерфейс TableModel. Интерфейс TableModel поставляется в JDK и определяет методы класса JTable, который будет использован далее, для представления данных в виде таблиц. Интерфейс TableModel был реализован следующими классами: ComponentTableModel, NCyclesTableModel, PCBTableModel, SolderTableModel, TParametrTableModel.

7. Класс чтения, сохранения библиотек компонентов, припоев и подложек Libs. Для удобства пользования программой и возможной интеграции в будущем её с БД, было решено сделать возможность сохранения созданных объектов в библиотеки, а библиотеки хранить в памяти программы в виде структуры типа List. Для сохранения библиотек на жесткий диск виде соответствующих XML файлов был создан класс Libs.

8. Класс ElementOfSystem хранит группу компонентов одного типа, припой при помощи которого они припаяны, параметр распределения отказов Вейбулла, а также температурные параметры нагружений компонентов данной группы.

9. Класс SystemSolder хранит все необходимые расчета усталостной надежности параметры. Является наследником класса LinkedList<ElementOfSystem> (двусвязный циклический список). При помощи класса SystemSolder осуществляется расчет всех параметров надежности исследуемой системы.

Оценка результатов работы программы

Для оценки результатов работы программы был рассчитана задача, взятая из источника [2], а затем проведена сверка решения программы и решения из источника.

Описание тестовой задачи.

Целью данной задачи является расчет усталостной надежности пайки для электронной системы с проектным сроком службы 10 лет с одним циклом включения/выключения в день, работающей в условиях, при которых кондиционирование воздуха может не функционировать два раза в год из-за поломок или текущего ремонта. Таким образом, мы получим 3630 циклов нормальной работы и 20 циклов работы без кондиционирования воздуха. Допустимая вероятность отказа в конце 10-ти летнего срока составляет 0,5 %. Система состоит из пяти 68 выводных микросхем в корпусах PLCC (68 I/O PLLC), четырех 596 выводных микросхем в пластиковых корпусах BGA (596 I/O BGA), тридцати бескорпусных резисторов 1206 (1206 RC), трех бескорпусных конденсаторов 1825 (1825 CC), одного радиочастотного усилителя мощности (RF усилитель) на 10 Вт и одного 144-выводного монтируемого на поверхность разъёма (Разъем). Все элементы смонтированы на поверхности печатной платы FR-4 (ПП).

Эта система иллюстрирует разнообразие компонентов и не является реальной. В табл. 1 представлены физические параметры компонентов системы. Необходимо помнить, что для некоторых компонентов получить эти параметры весьма непросто. Технические данные не всегда предоставляют полную информацию, или могут содержать ошибки, а коэффициент теплового расширения (СТЕ) часто необходимо измерять.

В табл. 2 представлены температурные параметры компонентов системы. Для получения этих параметров с требуемой точностью необходимо провести температурный анализ системы. В табл. 3 приведены значения вероятности отказов системы.

Таблица 1

Компонент	n	DNP (мм)	h (мм)	L (мм)	К (Н/мм)	$A(MM^2)$	CTE (ppm/°C)
68 I/O PLLC	5	17,1	0,076	1,52	11,7	0,39	17
596 I/O BGA	4	15,9	0,572	0,001	_	_	11,4
1206 RC	30	1,3	0,076	0,002	_	_	9,5
1825 CC	3	1,78	0,076	0,635	_	_	11,5
RF усилитель	1	18,0	0,076	7,81	36	30	7,8
Разъем	1	30,3	0,127	0,762	16,3	0,116	12,9
ПП	—	_	_	_	_	_	16

Физические параметры компонентов системы

Таблица 2

Вероятность отказа системы (эталонные значения)

Компонент	Р _{отк общ} (%)	Ротк мест (%)	Ротк сумм (%)
68 I/O PLLC	0,36	1,35	1,71
596 I/O BGA	0,93	0	0,93
1206 RC	0	0	0
1825 CC	0	100	100
RF усилитель	0	100	100
Разъем	55	0,01	55,01
Система	56,29	100	100

Таблица 3

Вероятность отказа системы (расчетные значения)

10	101	IVI.	цa	J

Компонент	Р _{отк общ} (%)	Р _{отк мест (%)}	Р _{отк сумм (%)}
68 I/O PLLC	0,361584	1,354455	1,716039
596 I/O BGA	0,932	0	0,932
1206 RC	0	0	0
1825 CC	0	100	100
RF усилитель	0	100	100
Разъем	55,2585	0,01	55,2685
Система	56,55208	100	100

Различие результатов вычисления программы и решения составили не более 1 %.

Список литературы

1. Werner Engelmaier. How to estimate solder joint reliability, part 1. Global SMT & Packaging – September 2007.

2. Werner Engelmaier. How to estimate solder joint reliability, part 2. Global SMT & Packaging – October 2007.

3. Manson S.S. Behavior of Materials under Conditions of Thermal Stress // Heat Transfer Symp. Ann Arbor, MI, University of Michigan Press, 1953.

4. Coffin L.F. Jr. Thermal Stress Fatigue of a Ductile Metal // Trans. ASME. Vol. 76. 1954.

5. Wild R.N. Some Fatigue Properties of Solders and Solder Joints // IBM Tech. Rep. 73Z000421, January 1973.

6. Morrow J.D. Cyclic Plastic Strain Energy and Fatigue of Metals // ASTM STP 378, ASTM, Philadel-phia, 1964.

7. Suhir E. Axisymmetric Elastic Deformation of a Finite Circular Cylinder with Application to Low Temperature Strains and Stresses in Solder Joints // J. Appl. Mech. Vol. 56. No. 2. June 1989.

8. Palmgren A. Die Lebensdauer von Kugellagern // Zeitschrift des VDI. Vol. 68. 1924. P. 339-341.

9. Mine, M. Cumulative Damage in Fatigue // J. Applied Mechanics, September 1945.

10. Engelmaier W. in IPC-D-279, Design Guidelines for Reliable Surface Mount Technology Printed Board Assemblies. IPC - Association Connecting Electronics Industries, July 1996.

ПРОГРАММА РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ РАЗМЕЩЕНИЯ Электронных компонентов с учетом их тепловых характеристик

М. А. Карнаухов, Д. А. Наврозов, Е. Е. Носкова (научный руководитель)

Институт космических и информационных технологий ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: MKarnaukhov.KI11@gmail.com

Представлено решение задачи размещения электронных компонентов на печатной плате как задачи глобальной оптимизации на основе метода ветвей и границ с учетом тепловых характеристик размещаемых компонентов. Программная реализация позволяет скомплексировать критерий оптимальности при минимизации суммарной длины соединений с одновременной оптимизацией теплового режима работы печатного узла.

При конструировании электронных устройств одной из основных задач синтеза конструкций является задача размещения элементов коммутационной схемы на заданном коммутационном поле. Коммутационная схема представлена взвешенным графом соединений, описываемым матрицей соединений [1]:

$$R = \left\| r_{ij} \right\|_{n \times n},$$

где r_{ij} – число связей между e_i и e_j элементами, а n – количество элементов. Коммутационное поле описывается матрицей расстояний:

$$D = \left\| d_{ij} \right\|_{m \times m},$$

где d_{ij} – расстояние между *i* и *j* позициями, а *m* – количество позиций коммутационного поля, такое что $m \ge n$. Основным критерием оптимальности при решении задачи размещения является минимизация суммарной длины соединений (СДС), представленная выражением:

$$F(p) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1}^{n} r_{ij} d_{p(i)p(j)}$$
(1)

где $d_{p(i)p(j)}$ – расстояние между позициями, занимаемыми e_i и e_j элементами.

Задача размещения электронных компонентов на печатной плате (ПП) является задачей квадратичного назначения и задачей поиска глобального экстремума. Для решения задачи размещения используется алгоритм, основанный на методе ветвей и границ, который является алгоритмом направленного перебора и позволяет решать задачу размещения электронных компонентов на ПП как задачу глобальной оптимизации.

Основная идея метода ветвей и границ состоит в разбиении всего множества допустимых решений задачи на некоторые подмножества, внутри которых осуществляется упорядоченный просмотр решений с целью выбора оптимального. Для всех решений, входящих в выделенные подмножества, вычисляется нижняя граница минимального значения целевой функции. Как только нижняя граница становится больше значения целевой функции для наилучшего из ранее известных решений, подмножество решений, соответствующее этой границе, исключается из исходной области решений. Это обеспечивает сокращение перебора. Процесс поиска, сопровождаемый разбиением поля решений и вычислением нижних границ, продолжается до тех пор, пока не будут исключены все решения, кроме оптимального.

Выражение (2) есть частный критерий оптимальности, минимизирующий СДС. Формирование комплексного критерия оптимальности при решении задачи размеще-

ния при минимизации СДС с оптимизацией тепловых характеристик проектируемой печатной платы требует изменения расчета нижней границы для F(p) (2), которая может быть получена:

$$F(p) = F(q) + w_a(p) + v_a(p) + u_a(p) + K_{ii},$$
(2)

где F(q) – длина межсоединений размещенных элементов; $w_q(p)$ и $v_q(p)$ – аналогичны членам выражения и соответствуют межсоединениям неразмещенных элементов; $u_q(p)$ – представляет собой суммарную длину соединений размещенных элементов с неразмещенными; K_{ij} – тепловой коэффициент, зависимый от суммированного количество тепла, рассеиваемого данным элементом и полученного соседними при назначении его в позицию.

Основная формула для расчета теплового коэффициента элемента ПП выглядит так:

$$K_{ij} = P_r + Q_{\mathfrak{I}} \cdot k, \tag{3}$$

где P_r – тепловая мощность, рассеиваема элементом ПП; Q_3 – тепло получаемое p_{ij} -м элементом ПП от соседних элементов; k – весовой коэффициент учета тепла при расчете нижней границы.

Количество тепла, рассеянного при помощи конвекции, можно рассчитать по формуле [2]:

$$Q_{\rm p} = h \cdot V \cdot \Delta T, \tag{4}$$

где Q_p – количество тепла, рассеянного при помощи конвекции (Вт); h – коэффициент конвекции (Вт/(м²*К)); V – площадь поверхности излучающего элемента (м²); ΔT – разница между температурой излучающего элемента и температурой окружающей среды (К).

Для расчета количества тепла, переданного за счет теплопроводности, можно воспользоваться формулой:

$$Q_t = -k \cdot A \cdot \frac{\Delta T}{\Delta x},\tag{5}$$

где Q_t – количество тепла, переданного через ПП (Вт); k – коэффициент теплопроводности ПП (Вт/(м*К)); A – площадь пересечения материалов, через которую проходит тепло (м²); ΔT – градиент температуры (К); Δx – расстояние, которое проходит тепло (м).

При расчете тепла, получаемого *p_{ij}*-м элементом ПП, суммируем передачу тепла от близстоящих элементов учитывая рассеиваемое тепло:

$$Q_{3} = \sum_{i=i-1}^{i=i+1} \sum_{j=j-1}^{j=j-1} Q_{t_{ij}} - Q_{p_{ij}}$$
(6)

Алгоритм размещения на основе метода ветвей и границ с учетом тепловых характеристик компонентов, размещаемых на печатной плате, программно реализован на языке C++. Исходными данными для разработанной программы являются коммутационные схемы в виде файла списка соединений (net-файл), сгенерированные в современных коммерческими САПР печатных плат: OrCAD; MentorGraphics; Altium Designer.

Для расчета K_{ij} через программный интерфейс задаются следующие значения: максимальная рабочая температура элементов ПП в С°, матрица площадей поверхности элементов ПП в м², температуру окружающей среды С° ширина сетки в мм, теплопроводность ПП в Вт/К*м, коэффициент конвекции Вт/К*м². При размещении элемента e подбирается такая позиция p на ПП, при которой критерий оптимальности (2) будет минимальным. Элементы в занятых позициях участвуют в расчетах критерия оптимальности при размещении соседних элементов ПП, тем самым нивелируется размещение сильно греющихся элементов.

На рис. 2 представлено влияние учета тепловых параметров компонентов при решении задачи размещения методом ветвей и границ на время расчета.



Рис. 1. Разность СДС с учетом тепла (слева) и без учета (справа) тепла при размещении



Рис. 2. Зависимость времени работы метода от учета тепла

Предварительные испытания показали, что решения, полученные на основе модифицированного алгоритма ветвей и границ с учетом тепловых характеристик элементов обеспечивают изменение СДС на 2–15 % по сравнению с традиционным алгоритмом ветвей и границ (см. рис. 1), при этом выполнение модифицированного алгоритма занимает большее время.

Список литературы

1. Селютин В.А. Машинное конструирование электронных устройств: учеб. пособие. М.: Сов. радио, 1977. 131 с.

2. Дульнев Г.Н., Парфенов В.Г., Сигалов А.В. Методы расчёта теплового режима приборов : науч. изд. М.: Радио и связь, 1990. 306 с.

3. Норенков И. П. Основы теории проектирования САПР: учебник для втузов по специальности «Вычислительные машины, комплексы, системы и сети». М.: Высш. шк., 1990. 335 с.

РАСЧЕТ ТРАНЗИСТОРНОГО КАСКАДА МАЛОШУМЯЩЕГО ВХОДНОГО УСТРОЙСТВА Х-ДИАПАЗОНА

О. Ю. Баранов, С. И. Трегубов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: dragonagegood123@mail.ru

Выбор и расчет транзисторов СВЧ является сложным этапом при проектировании малошумящих усилителей. Сложность заключается в получении требуемых характеристик, таких как: коэффициент стоячей волны по напряжению входа (КСВНвх), коэффициента усиления (Ку), коэффициента шума (Кш) или шумовой температуры (Тш). В данной работе приводится одна из методик расчета СВЧ транзистора – методика расчета на минимальный коэффициент шума. В качестве объекта исследования был выбран транзистор MGF4937AM фирмы MITSUBISCHI ELECTRIC.

Моделирование осуществлялось в САПР *AWR Design Environment* [1]. Выбор пакета был осуществлен исходя из: обеспечения функциональности, удобства в использовании, скорости выполнения расчетов и точности полученных результатов.

В расчетной модели было заложено следующее: модель транзистора, полученная из его Sпараметров, 50 Ом порты. Расчетная модель приведена на рис. 1.



Рис. 1. Фрагмент копии экрана для расчета параметров транзистора

На первом этапе необходимо рассчитать зависимости реальной (активной) и мнимой (реактивной) частей импеданса от частоты для получения минимальной температуры шума транзистора. Для этого в программе нужно указать необходимые частоты и использовать функцию «ZMN». В качестве примера был произведен расчет в диапазоне частот 6–9 ГГц.

Результаты расчета представлены на рис. 2.



Рис. 2. Результаты расчета реальной и мнимой частей импеданса от частоты: 1 – реальная часть сопротивления; 2 – мнимая часть сопротивления

Полученные данные вносятся в порт 1 модели. Это будет восприниматься как согласование по входу (на минимальный коэффициент шума).

Для проверки полученных данных была построена зависимость температуры шума транзистора от частоты. Результаты расчета представлены на рис. 3.



Рис. 3. Зависимость температуры шума транзистора от частоты

Из рис. 3 видно, что транзистор имеет шумы менее 15 К в диапазоне 7–8 ГГц, что соответствует данным, приведенным производителем транзистора.

После этого рассчитывается выходное сопротивление транзистора. Результаты расчетов представлены на рис. 4.



Рис. 4. Результаты расчета реальной и мнимой частей выходного сопротивления транзистора от частоты: 1 – реальная часть сопротивления; 2 – мнимая часть сопротивления

Полученные данные вносятся в порт 2 модели с противоположным знаком мнимой части сопротивления (рис. 5). Это будет восприниматься как согласование по выходу.



Рис. 5. Фрагмент копии экрана для расчета параметров транзистора

Далее строилась зависимость коэффициента стоячей волны по напряжению выхода (КСВНвых) от частоты. Результаты представлены на рис. 6.



Рис. 6. Зависимость КСВНвых от частоты

Из рис. 6 видно, что выход транзистора согласован. Вход транзистора рассогласован. Это связяно с целью получения минимального коэффицента шума. На следующем этапе были рассчитаны цепи согласованя и питания транзистора.

На рис. 7 представлен транзисторный каскад с рассчитанными цепями согласования и цепями питания. На входе установлен вентиль на получения хорошего КСВНвх (< 1,5).



Рис. 7. Фрагмент копии экрана рассчитанного транзисторного каскада

Далее были получены характеристики рассчитанного транзисторного каскада:

- зависимость КСВНвх и КСВНвых от частоты (рис. 8);
- зависимость коэффициента шума от частоты (рис. 9).



Рис. 8. Зависимость КСВН от частоты: 1 – входа; 2 – выхода.





Рис. 9. Зависимость температуры шума транзистора от частоты

Из рис. 9 видно, что траззистор имеет температуру шума менее 40 К в диапазоне частот 6,5–8,5 ГГц.

В дальнейшем ставится задача разработки топологии и расчета транзисторного каскада с учетом этой топологии.

Список литературы

1. Разевиг В.Д., Потапов Ю.В., Курушин А.А. Проектирование СВЧ устройств с помощью Microwave Office / под ред. В.Д. Разевига. М.: СОЛОН-Пресс, 2003. 496 с.

ВЛИЯНИЕ ТЕМПЕРАТУРНОГО ПРОФИЛЯ НА КАЧЕСТВО ПАЙКИ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ ПО ТЕХНОЛОГИИ PIP

А. В. Домнин, С. И. Трегубов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: Alexsus2424@rambler.ru

Эффективность паяного соединения при производстве электроники в значительной степени зависит о построения правильного температурного профиля оплавления. При построении профиля пайки с применением PIP-технологии помимо требований к SMD-компонентам необходимо учитывать влияние высоких температур на штыревые компоненты.

Для современного автоматизированного монтажно-сборочного производства электронных узлов, построение правильного температурного профиля оплавления припоя является основой качественного паяного соединения.

Чаще всего пайка оплавлением осуществляется в камерных или конвейерных печах. В первом случае, отработка профиля пайки (рис. 1) осуществляется путем изменения температуры внутри камеры, а во втором – перемещением платы по конвейеру через несколько зон печи – через зоны предварительного нагрева, зоны пайки и зоны охлаждения, каждая из которых имеет свою температуру. Как правило, максимальная температура пайки составляет от 220 до 240 °C.



Рис. 1. Температурно-временная характеристика процесса пайки

На формирование температурного профиля оказывают влияние, используемая паяльная паста, номенклатура устанавливаемых компонентов и теплоемкость конкретного печатного узла. Построение верного термопрофиля позволяет:

1) уменьшить производственный брак;

2) контролировать расход материалов (паяльная паста);

3) снизить риск и предотвратить порчу продукции;

4) обеспечить соответствие требованиям нормативных документов.

Первым этапом построения термопрофиля является определение критических точек на печатной плате, в которых необходимо провести измерения. Затем устанавливают термопары и подключают к ним устройство для записи температурно-временной информации.

Измерения рекомендуется проводить минимум в 3 точках:

1) в точке сильного нагрева (где установлен легкий элемент);

2) в точке слабого нагрева (где установлен тяжелый элемент, с большой «тепловой массой»);

3) в точке повышенной температурной чувствительности (где установлен чувствительный к температуре компонент).

На рис. 2 цифрами показаны точки крепления термопар к печатной плате.



Рис. 2. Расположение термопар на испытуемом печатном узле (красным цветом выделена зона, в которой расположены PIP-компоненты)

После предварительной подготовки устройство записи термопрофиля снабженное термобарьером (т. е. помещенное в специальный чехол), пропускается через систему пайки вместе с опытной печатной платой. В процессе пайки температурно-временная информация записывается в память устройства, либо передается в режиме реального времени на ПК и с помощью специализированного ПО, отображается на мониторе.

Таким образом, можно проанализировать полученные характеристики и отрегулировать настройки системы пайки, а также сохранить, редактировать полученный профиль, использовать его для настройки других систем и т. д.

На рис. 3, *а* изображен стандартный термопрофиль, при котором происходило оплавление исследуемого печатного узла, а также результаты пайки штыревых компонентов, установленных по PIP-технологии. Качество пайки проверяется визуально, а также методом рентгеноскопии, в процессе которой было выявлено недостаточное оплавление шариковых выводов микросхемы в корпусе BGA AM3703CUSA выводы которой, согласно документации изготовлены с применением бессвинцовых сплавов (рис. 4). Это обусловлено недостаточным нагревом, так как максимальная температура нагрева на поверхности печатной платы составила 224 °C. Штыревые выводы PIP-компонентов недостаточно запаяны (это связано с недостаточным количеством паяльной пасты в отверстиях).





б

Рис. 3. Результаты оплавления при стандартном температурном профиле для паяльных паст на основе сплава Sn62/Pb36/Ag2: *а* – термопрофиль; *б* – PIP-компоненты после пайки



Рис. 4. Рентгенограмма паяных соединений микросхемы BGA и пустоты в пайках штыревого разъема, установленного по PIP-технологии
Для исключения описанных дефектов была произведена доработка стандартного термопрофиля. В частности, было сокращено время стадии стабилизации со 130 до 35 секунд, так как длительная стабилизация может повлиять на потерю флюсом защитных свойств, а это приводит к ухудшению паяемости и разбрызгиванию шариков припоя. Также была увеличена максимальная температура пайки до 236 °C, что позволило более качественно пропаять микросхему с бессвинцовыми выводами. Результаты пайки по новому термопрофилю показаны на рис. 5.



Рис. 5. Результаты оплавления при доработанном температурном профиле для паяльных паст на основе сплава Sn62/Pb36/Ag2 с учетом бессвинцовых компонентов: *a* – доработанный термопрофиль; *б* – рентгенограмма соединений

Таким образом, доработка термопрофиля позволила добиться более качественной пайки микросхемы BGA, а также уменьшению количество пустот в пайках PIPкомпонентов.

ФОРМИРОВАНИЕ ТРЕБОВАНИЙ К АНТЕННЕ АВАРИЙНОГО РАДИОМАЯКА ДЛЯ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО СПАСЕНИЯ

С. А. Клешнина, С. И. Трегубов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: sofya.antipckina@yandex.ru

На сегодняшний день актуальной задачей для разработчиков беспилотных летательных аппаратов является повышение его надёжности. В данной статье указывается предложенное решение данной задачи, говорится какая часть проекта уже реализуется и выдвигаются требования по реализации.

Для повышения надёжности беспилотный летательный аппарат (БПЛА) должен быть оснащен системой автоматического спасения (САС), способной предпринимать меры по спасению борта, приводить его в точку посадки и регистрировать телеметрическую информацию [1].

Основой САС, одним из важнейших её узлов, является аварийного радиомаяк. Он способен производить мониторинг состояния летательного аппарата (ЛА) при штатном полёте, а в случае возникновения нештатной ситуации передать телеметрическую информацию на землю [2].

Для передачи информации в навигации используются антенны, которые преобразуют энергию высокочастотного (ВЧ) колебания от передатчика в электромагнитную волну, способную распространяться в пространстве. Или в случае приема, производят обратное преобразование – электромагнитную волну, в ВЧ колебания [3]. В строение каждой части аварийного радиомаяка (бортовой и наземной) входит по две антенны. Первая антенна устройств служит для связи со спутниковой радионавигационной системой (СРНС), вторая – для передачи (от бортового радиомаяка) и приёма (для наземной) информации. На рис. 1 схематично представлено информационное взаимодействие.



Рис. 1. Взаимодействие антенн

Основными требованиями для выбора антенн являются следующие электрические характеристики: частотный диапазон, диаграмма направленности, поляризация антенны и коэффициент усиления. Помимо электрических параметров необходимо учитывать массу, габариты и механические характеристики антенны (прочность, стойкость и устойчивость).

Диаграмма направленности – графическое представление коэффициента усиления антенны, в зависимости от ориентации антенны в пространстве [3].

Поляризация – это направленность вектора электрической составляющей электромагнитной волны в пространстве. Различают: вертикальную, горизонтальную и круговую поляризацию [3]. На рис. 2 представлены типы поляризации.



Рис. 2. Типы поляризации

Коэффициент усиления – отношение мощности на входе эталонной антенны к мощности, подводимой ко входу рассматриваемой антенны, при условии, что обе антенны создают в данном направлении на одинаковом расстоянии равные значения напряженности поля или такой же плотности потока мощности. Коэффициент усиления антенны характеризует способность антенны концентрировать сигнал в каком-либо определённом направлении.

Сформулируем конкретные требования для каждой антенны аварийного радиомаяка.

Требования для антенн спутниковой радионавигационной системы (СРНС)

Данные антенны служат для обмена информацией со спутниками. Частотный диапазон определяется используемой системой навигации. В данной случае – *GPS L1* (1575,42 МГц) и (или) *GLONASS L1* (1592,9525–1610,485 МГц). *L*-диапазон (дециметровые длины волн) используются для наземной и спутниковой радиосвязи.

Диаграмма направленности у навигационной антенны должна быть как можно шире, так как она работает с сигналами от спутников со всех сторон. Поэтому выбираем диаграмму направленности – полусфера.

Поляризация – круговая, так как именно такая поляризация используется для спутниковых сигналов. А для качественной связи поляризации приёмной и передающей антенн должны совпадать. Также в этом случае приём сигнала не зависит от ориентации антенны.

Коэффициент усиления – низкий, примерно 3-6 дБи.

Навигационная антенна устанавливается на печатную плату аварийного радиомаяка. Соответственно размеры и масса должны быть минимальны. На печатную плату, как и на все устройства на борту БПЛА действуют механические воздействия (вибрации, механические удары, линейные ускорения), поэтому антенна должна выдерживать соответствующие воздействия.

Требования для бортовой антенны на 433 МГц

Данная антенна нужна для передачи телеметрической информации наземной антенне. Частотный диапазон определяется выделенным диапазоном частот для данного типа радиосвязи. Выбранный трансивер работает в следующем диапазоне – 315, 433, 470, 868, 915 МГц. Информация будет передаваться на частоте 433 МГц, так как это разращенная частота для данного типа радиосвязи в России.

Диаграмма направленности должна быть наиболее приближенной к всенаправленной. Это объясняется тем, что при аварийной ситуации БПЛА может менять курс, поэтому нужно обеспечить как можно более приближенную диаграмму направленности к всенаправленной.

Как правило, для передачи информации с борта ЛА используются штыревые антенны (четвертьволновый вибратор). У которой диаграмма направленности тор, что близка к всенаправленной (рис. 3).



Рис. 3. Диаграмма направленности штыревой антенны для низкого коэффициента усиления

Требуемый коэффициент усиления примерно 3 дБи (по техническому заданию – ТЗ на бортовой аварийный радиомаяк). Он мал из-за того, что диаграмма направленности почти всенаправленная, а именно коэффициент усиления характеризует способность антенны концентрировать сигнал в каком-либо определённом направлении.

Поляризация – линейная. Конкретный тип поляризации будет выбираться в дальнейшем. Следует учитывать, что антенны горизонтальной поляризации дают больший эффект, так как природные и индустриальные помехи имеют в основном вертикальную поляризацию. Горизонтально поляризованные волны, отражаются от препятствий менее интенсивно, чем вертикально. При распространении вертикально поляризованных волн, земная поверхность поглощает на 25 % меньше их энергии.

Размеры определяются длиной волны λ , т. е. несущей частотой (меньше метра). Приблизительная длина составляет 20 см ($\lambda/4 \approx 20$ см), но для БПЛА это много, поэтому антенна будет укорачиваться.

Антенна должна выдерживать механические воздействия, указанные в ТЗ и статье «Разработка аварийного радиомаяка САС БПЛА» [2].

Требования для наземной антенны на 433 МГц

Данная антенна нужна для приёма телеметрической информации от бортовой антенны.

Для принятия координат от БПЛА необходима более узкая диаграмма направленности (направленная). Следовательно, коэффициент усиления выше, чем у бортовой антенны, примерно 15–20 дБи (определится размерами антенны).

Антенны типа «волновой канал» имеют необходимые характеристики. Также они достаточно компактны и обеспечивают получение большого коэффициента усиления при сравнительно небольших габаритах. Поэтому данный тип антенн получил широкое распространение в радиосвязи. Антенна представляет собой набор элементов, установленных на общей стреле – вибратор, рефлектор, директор. На рис. 4 представлены элементы антенны типа «волновой канал».



Рис. 4. Антенна типа «волновой канал»

Поляризация приёмной наземной антенны должна совпадать с передающей бортовой антенной аварийного радиомаяка для качественной связи. Поэтому поляризация данной антенны – линейная.

Материалом для данной антенны выбран алюминий. Масса и размеры рассчитываются в системах автоматического проектирования (САПР) и должны соответствовать требованиям в ТЗ на наземный аварийный радиомаяк.

Список литературы

1. Клешнина С.А., Люманов Р.О., Сушков А.А. Разработка и проектирование системы автоматического спасения для беспилотных летательных аппаратов // Сб. науч. статей Всерос. молодежной школы семинара «Актуальные проблемы информационных технологий, электроники и радиотехники - 2015» (ИТЭР - 2015). Таганрог: Изд-во НОЦ ЗИС КТ Южного федер. ун-та, 2015. С. 538.

2. Клешнина С.А., Трегубов С.И. Разработка аварийного радиомаяка САС БПЛА. Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. [Электронный ресурс] / науч. ред. В.Н. Бондаренко; отв. за вып. А.А. Левицкий. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2016.

3. Теория радиоволн: антенны [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://habrahabr.ru/post/158273/.

УСТРОЙСТВА ПАЙКИ И ЛУЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

М. Н. Пиганов, А. В. Иванов

Самарский национальный исследовательский университет имени академика С. П. Королёва 443086, г. Самара, ул. Московское шоссе, д. 34 E-mail: kipres@ssau.ru

Предложено устройство пайки и лужения электронных средств. Устройство содержит паяльник с жалом, источник питания, электромагнит, коммутатор, резистивный элемент, измеритель сопротивления, дифференцирующее устройство, блок определения модуля, блок сравнения, первый и второй и третий источники опорного напряжения, компараторы и элемент.

Пайка процесс соединения металлических частей изделия с помощью специального сплава-припоя [1]. В электронной промышленности наряду с пайкой оплавлением и погружением широко используется индивидуальная точечная пайка. При этом используют паяльныки и паяльные станции разного типа.

В соответствии со стандартом IEC 61192-1 [2] температура паяльника не должна превышать заданную рабочую температуру используемого припоя. При этом необходимо обеспечить равномерное повышение температуры во всех рабочих зонах. Для сохранения максимальной прочности паяного соединения время нахождения припоя в расплавленном состоянии должно быть минимальным. Необходимо минимизировать риск теплового удара на соседние элементы и компоненты.

Технология пайки сильно влияет на усталостную прочность паяного соединения [3, 4].

Для повышения качества лужения и пайки и повышение процента выхода годных изделий было разработано устройство пайки.

Блок-схема устройства представлена на рис. 1.

Устройство содержит паяльник 1 с жалом 2, источник 3 питания, электромагнит 4, коммутатор 5, резистивный элемент 6, измеритель 7 сопротивления, дифференцирующее устройство 8, блок 9 определения модуля, блок 10 сравнения, первый 11 и второй 12 и третий 13 источники опорного напряжения, компараторы 14 и 15 и элемент 16.

Устройство работает следующим образом.

В процессе лужения или пайки проводника 17 жало 2 паяльника 1производит нагрев проводника 17 и связанного с ним резистивного элемента 6. Измеритель 7 сопротивления контролирует сопротивление резистивного элемента 6. Постоянное напряжение с выхода измерителя 7 сопротивления, пропорциональное величине измеренного сопротивления, поступает на первые входы компаратора 14 и компаратора 15. На второй вход компаратора 14 с выхода второго источника 12 опорного напряжения поступает постоянное напряжение, пропорциональное верхнему предельному значению сопротивления резистивного элемента 6. Если текущее сопротивление резистивного элемента 6 превышает его нижнее предельное значение, на выходе компаратора 15 формируется логическая «1», в противном случае – логический «0». На второй вход компаратора 15 с выхода третьего источника 13 опорного напряжения поступает постоянное напряжение, пропорциональное нижнее предельному значению сопротивления резистивного элемента 6 превышает его нижнее компаратора 15 формироа 15 с выхода третьего источника 13 опорного напряжения поступает постоянное напряжение, пропорциональное нижнему предельному значению сопротивления резистивного элемента 6 превышает его нижнее предельному значению сопротивления резистивного элемента 6 превышает его нижнее предельное значение, на выходе компаратора 15 формируется логическая «1», в противном случае – логический «0».

Таким образом, на выходе логического элемента И 16 формируется логическая «1» в том случае, если текущее значение сопротивления резистивного элемента 6 не выходит на пределы нижнего и верхнего допусков. В противном случае формируется логический «0». При нулевом входном сигнале коммутатор 7 подключает питающее напряжение к обмоткам электромагнита 4, под действием магнитного поля которого

паяльник 1 отводится от проводника 17. При единичном входом сигнале коммутатора 5 процесс отвода паяльника 1 от проводника 17 не производится.



Рис. 1

На выходе дифференцирующего устройства 8 формируется напряжение, пропорциональное скорости измерения сопротивления резистивного элемента 6. Блок 9 определения модуля приводит полученное напряжение в область положительных значений. В блоке 10 сравнения определяет разность выходных напряжений блока 9 определения модуля и первого источника 11 опорного напряжения. (Последнее пропорционально предельному значению модуля скорости изменения сопротивления резистивного элемента 6). С учетом разностного сигнала блока 10 сравнения источник 3 питания формирует питающее напряжение паяльника 1.

Устройство за счет контроля температуры радиоэлементов, нагреваемых в процессе лужения и пайки, позволяет увеличить процент выхода годных узлов, микросборок и микросхем при их производстве, повысить качество лужения и пайки.

Было также разработано технологическое устройство для выполнения прецизионной пайки.

Оно позволяло повысить качество готовых изделий путем контроля параметров составляющих их элементов в процессе лужения и пайки.

Блок-схема устройства представлена на рис. 2.

Устройство содержит измеритель 1 сопротивления резистивного элемента 2, к которому присоединен проводник 3, дифференцирующее устройство 4, первый источник 5 опорного напряжения, первый и второй компараторы 6 и 7, второй источник 8 опорного напряжения, жало паяльника 9, логический элемент 10 ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, блок 11 анализа знаков, электромагнит 12, паяльник 13, логические элементы И 14 и 15, логический элемент ИЛИ 16, третий источник 17 опорного напряжения, коммутатор 18, функциональный преобразователь 19, устройство 20 сравнения, блок 21 определения модуля.

Устройство работает следующим образом. В процессе лужения или пайки проводника 3 жало паяльника 9 производит нагрев проводника 3 и связанного с ним резистивного элемента 2. Постоянное напряжение с выхода измерителя сопротивления, пропорциональное величине измеряемого, поступает на первый вход компаратора 6 и первый вход компаратора 7. На второй вход компаратора 6 с выхода первого источника 5 опорного напряжения поступает постоянное напряжение, пропорциональное верхнему предельному значению сопротивления резистивного элемента 2. Если текущее сопротивление резистивного элемента 2 не превышает его верхнего предельного значения, на выходе компаратора 6 формируется логический «0», в противном случае логическая «1».



Рис. 2

На второй вход компаратора 7 с выхода второго источника 8 опорного напряжения поступает постоянное напряжение, пропорциональное нижнему предельному значению сопротивления резистивного элемента 2. Если текущее сопротивление резистивного элемента 2 превышает его нижнее предельное значение, на выходе компаратора 7 формируется логический «0», в противном случае логическая «1».

На выходе дифференцирующего устройства 4 образуется напряжение, пропорциональное скорости изменения сопротивления резистивного элемента 2. Если это напряжение имеет положительную полярность на выходе блока 11 анализа знаков формируется логическая «1», при отрицательное полярности – логический «0».

С учетом выходных сигналов первого и второго компараторов 6 и 7, а также блока 11 анализа знаков формируется управляющий сигнал для коммутатора 18. На выходе элемента ИЛИ 16 формируется логическая «1» в том случае, если на выходах компаратора 6 и блока 11 анализа знаков присутствует логическая «1» (это соответствует превышению текущего значения сопротивления резистивного элемента 2 его верхнего предельного значения с сохранением тенденции роста сопротивления) или в том случае, если на выходе компаратора 7 формируется логическая «1», а на выходах блока 11 анализа знаков – логический «0» (это соответствует снижению текущего значения сопротивления резистивного элемента 2 относительно его нижнего предельного значения и и сохранению тенденции снижения сопротивления). В остальных случаях на выходе логического элемента ИЛИ 16 формируется логический «0».

При единичном входном сигнале коммутатор 18 подключает питающее напряжение к электромагниту 12, под действием магнитного поля которого паяльник 13 отводится от проводника 3. При нулевом входном сигнале коммутатора 18 процесс отвода паяльника 13 от проводника 3 не производится.

Блок 21 определения модуля приводит напряжение, пропорциональное скорости изменения сопротивления резистивного элемента 2 (с выхода блока 4), в область положительных значений. В устройстве 20 сравнения определяется разность выходных напряжений блока 21 определения модуля и третьего источника 17 опорного напряжения. (Последнее пропорционально предельному значению модуля скорости изменения сопротивления резистивного элемента 2). С учетом разностного сигнала устройства 20 сравнения функциональный преобразователь 19 формирует питающее напряжение паяльника 13.

Устройство имеет возможность контроля за параметрами радиоэлементов, нагреваемых в процессе лужения и пайки, что ведет к росту процента выхода годных узлов, микросборок и микросхем и обеспечению их диагностики в процессе производства.

Список литературы

1. Юрков Н.К. Технология производства электронных средств: учебник. СПб.: Изд-во «Лань», 2014. 480 с.

2. Стандарт ІЕС61192-1. Процесс пайки.

3. Engelmaier W. How to estimate solder joint reliability, part 1. Global SMT&Packaging. September 2007.

4. Engelmaier W. How to estimate solder joint reliability, part 2. Global SMT&Packaging. October 2007.

ВЫБОР ИСТОЧНИКОВ ИНФРАКРАСНОГО НАГРЕВА ДЛЯ МОНТАЖА ПОВЕРХНОСТНО МОНТИРУЕМЫХ КОМПОНЕНТОВ

В. Л. Ланин, А. И. Лаппо

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники 220013, Республика Беларусь, г. Минск, ул. П. Бровки 6, к. 1, кафедра ЭТТ E-mail: lappo@bsuir.by

Основным фактором, обеспечивающий качество паяных соединений поверхностно монтируемых компонентов в процессе монтажа, и сохранности ремонтируемого изделия во время демонтажа неисправного компонента, является правильный выбор источника нагрева. Применение инфракрасных (ИК) источников позволяет осуществить локальный нагрев, уменьшить время нагрева ремонтируемого изделия и снизить риск повреждения электронного компонента. Рассмотрены особенности двух типов ИК нагревателей: галогенных ИК ламп накаливания, работающие в ближней ИК области и керамический нагреватель – в среднем.

Современное производство изделий электроники невозможно без разработки новых технологий и оборудования групповой пайки, которое обеспечит качественные паяные соединения при возросшей сложности и плотности монтажа поверхностно монтируемых компонентов [1]. Поверхностно монтируемые компоненты (SMD) нашли повсеместное применение в электронной технике, бытовых и промышленных приборах.

Для монтажа и демонтажа *SMD* компонентов в процессе ремонта электронных изделий применяются инфракрасные паяльные станции различной конструкции и типов применяемых нагревателей. Технология ИК пайки зарекомендовавшая себя рядом достоинств, такими как: высокая скорость нагрева; возможность управления термопрофилем; избирательность нагрева [2]. Данная технология требует дальнейшего развития для увеличения качества монтажа и демонтажа поверхностных компонентов. Для выбора источников ИК нагрева необходим анализ тепловых полей, оценка влияния расстояния от нагревателя до печатной платы на равномерность и скорость нагрева.

В качестве источников ИК нагрева выбраны: галогенная лампа накаливания КГМ 30/300 (рис. 1, *a*) работающий в ближней ИК области спектра, и керамический ИК нагреватель типа *SHTS/4* (рис. 1, *б*) фирмы *Elstein* (средняя ИК область). Характеристики данных нагревателей приведены в табл. 1.



Рис. 1. ИК нагреватели: *а* – галогенная ИК лампа накаливания КГМ 30/300; *б* – керамический ИК нагреватель *Elstein SHTS*/4

Таблица 1

	КГМ 30/300	SHTS/4
Длина волны, мкм	0,7–1,5	2-10
Максимальна интенсивность излучения, кВт/м ²	34,6	76,8
Рабочая температура, К	900	1130
Мощность, Вт	300	300
Напряжение питания, В	30	220
Габаритные размеры, мм	50 x 12 x 12	60 x 60 x 30

Основные характеристики ИК нагревателей

Для моделирования процесса инфракрасного нагрева необходимо задать начальные и граничные условия. К ним относятся: система единиц измерения, выбирается тип анализа, тип окружающей среды, материал по умолчанию, параметры теплообмена, значения начальных и окружающих условий, точность моделирования, параметры радиационных поверхностей (*Radiative surfaces*), источников излучения (*Radiative sources*) и источников тепла (*Surface source*). Целью моделирования в пакете *SolidWorks* является получение распределения тепла на плате и установленных поверхностно монтируемых компонентах, подверженных ИК нагреву.

Моделирование распределения температуры по поверхности печатной платы выполнено в программном пакете *SolidWorks* 2012. Для расчета были заданы одинаковые для двух типов нагревателей исходные и граничные условия, и характеристики нагревателей для каждого в отдельности. Окружающая среда – воздух в нормальных условиях. В качестве модели использовалась 4-х слойная печатная плата, габаритными размерами 40х40мм, с установленными на ней компонентами в корпусах *BGA*, *QFP* и *SMD* – 0805, 1206, 1210, расстояние от нагревательных элементов до платы – 20мм. Для керамического нагревателя было дополнительно проведено исследования распределения тепловых полей на расстояниях 10 мм и 30 мм. В результате моделирования получены тепловые поля на поверхности электронного модуля (рис. 2).

Анализ тепловых полей (рис. 2, *a*) показывает, что для галогенной ИК лампы накаливания КГМ 30/300, неравномерность прогрева печатной платы составила 34-36%, основной нагрев которой сосредоточен в центре, где достигает пика температуры в 200–205 °C, тогда как к кроям не превышает 140 °C. На корпусах установленных компонентах неравномерность температуры лежит в диапазоне: 26–44 %.

Для керамического ИК нагревателя *Elstein SHTS/4* (рис. 2, δ) неравномерность нагрева печатной платы составляет 3–4 %, температура установленных корпусов поверхностно монтируемых компонентов отличатся от температуры печатной платы: *BGA* на 28–32 °C, *QFP* – 24–26 °C и *SMD* – 5–20 °C.



Рис. 2. Тепловые поля на поверхности электронного модуля: *а* – галогенная ИК лампа накаливания КГМ 30/300; *б* – керамический ИК нагреватель *Elstein SHTS/4*

Отдельно для керамического нагревателя проанализирована зависимость расстояния от нагревателя до печатной платы, влияющая на неравномерность распределения тепла на различных компонентах (табл. 2).

Таблица 2

Расстояние, mm	Печатная плата	BGA	QFP	SMD
10	7–9	5–7	4–6	6–8
20	5–7	3–5	3–5	3–5
30	5–7	3–5	3–5	3–5

Неравномерность нагрева электронных компонентов, %

Для проверки полученных моделей проведено исследование на лабораторном макете, в состав которого входили: блок питания, измеритель температуры, источник инфракрасного нагрева. Инфракрасный источник устанавливался на высоте 10 мм от поверхности платы. Измерения температуры нагрева в различных точках печатной платы, производилось с шагом 5 мм по осям *X*, *Y* по времени до фазового перехода припоя [3].

Форма изотерм полей нагрева галогенной лампы накаливания (рис. 3, *a*), свидетельствует о невысокой неравномерности процесса пайки, где максимальная скорость нагрева равная 20–22 °C/с была зафиксирована на площади равной 120 мм².

Керамического ИК нагреватель (рис. 3, б), характеризуется высокой равномерностью нагрева, но его применение привело к снижению 5–7 раз скорости нагрева, в сравнении с галогенной ИК лампой и составила 3–4 °С/с.



Рис. 3. Тепловые поля скорости ИК нагрева, °С/с: а – КГМ 30/300; б – Elstein SHTS/4

Исследования термопрофилей пайки SMD компонентов производилось на установки ИК пайки, в конструкции которой помимо исследуемых нагревателей (ИК лампа накаливания КГМ 30/300 и керамический ИК нагреватель Elstein SHTS/4), применялся столик с преднагревом мощностью 1000 Вт. Для автоматизации получения данных применен измеритель-регулятор OBEH TPM210 и персональный компьютер. Полученные в ходе эксперимента термопрофили представлены на рис. 4.

На этапе предварительного нагрева формы термопрофилей близки друг другу, это объясняется тем, что на данном этапе нагрев осуществляется только нижним нагревателем, который в ходе эксперимента не менялся. Для галогенной ИК лампы характерна большая на 71–74 % скорость нагрева по сравнению с керамическими нагревателями.



Рис. 4. Термопрофили пайки припоем ПОС61. 1 – галогенная ИК лампа накаливания КГМ 30/300; 2 – керамическим ИК нагревателем *Elstein SHTS/4*

Анализ тепловых полей полученных в ходе моделирования показывает, что для галогенной ИК лампы накаливания КГМ 30/300, неравномерность прогрева печатной платы составила 34–36 %, основной нагрев которой сосредоточен в центре, где достигает пика температуры в 200–205 °C, тогда как к кроям не превышает 140 °C. На корпусах установленных компонентах неравномерность температуры лежит в диапазоне: 26–44 %. Для керамического ИК нагревателя Elstein SHTS/4 неравномерность нагрева печатной платы составляет 3–4 %, температура установленных корпусов поверхностно монтируемых компонентов отличатся от температуры печатной платы: BGA – на 28–32 °C, QFP – 24–26 °C и SMD – 5–20 °C.

Форма экспериментальных изотерм полей нагрева галогенной лампы накаливания, свидетельствует о невысокой неравномерности процесса пайки, где максимальная скорость нагрева равная 20 °C/с сосредоточена на площади равной 120 мм². Керамического ИК нагреватель, охарактеризовался высокой равномерностью нагрева, но его применение привело к снижению 5–7 раз скорости нагрева, в сравнении с галогенной ИК лампой и составила 3–4 °C/с.

При увеличении расстояние пайки керамическим ИК нагревателем Elstein SHTS/4 в три раза, скорость нагрева до температуры пайки увиличилось в 2–3 раза. Для галогенной ИК лампы характерна большая на 71–74 % скорость нагрева в сравнении с керамическими нагревателями, что дает основание для выбора данного источника как основного нагревательного элемента в автоматизированных производственных линиях с высокой производительностью.

Применение керамических ИК источников среднего диапазона оптимально в ИК системах, предназначенных для ремонта изделий с SMD компонентами, поскольку для них характерна высокая равномерность нагрева поверхности изделия во время проведения монтажных работ, а за счет увеличения времени нагрева снижаются термические напряжения в объеме компонентов изделия.

Список литературы

1. Gibbs R. A Guide to Infrared (IR) Rework on BGAs // SMT 2009. May/June. P. 20-21.

2. Медведев А.М. Сборка и монтаж электронных устройств. М.: Техносфера, 2007. 256 с.

3. Ланин В.Л., Лаппо А.И., Лавор Т.И. Применение инфракрасного нагрева для монтажа и демонтажа поверхностно монтируемых компонентов // Технологии в электронной промышленности. 2015. № 3. С. 60–62.

ПОДХОД К РЕАЛИЗАЦИИ ПРОЕКТИРУЮЩЕЙ ПОДСИСТЕМЫ САПР С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ WEB-ТЕХНОЛОГИЙ

П. В. Соколов, А. В. Толстов, Е. Е. Носкова (научный руководитель)

Институт космических и информационных технологий ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 26 E-Mail: Psokolov24@mail.ru

Предложен подход к реализации проектирующей подсистемы САПР печатных плат как инструмента для решения задач размещения электронных компонентов при проектировании печатных узлов. Прототип проектирующей подсистемы разработан с использованием WEB-технологий, что позволит обеспечить свободный доступ к системе посредствам сети интернет, а также расширить данную систему, путем внедрения новых алгоритмов конструирования на WEB-языках.

Современные WEB-технологии далеко ушли за рамки простых страничек с гипертекстом HTML. Развитие клиентских и серверных WEB-языков таких, как JavaScript, Python, PHP, ASP и др. позволяют разработчикам создавать полноценные сложные системы, доступные миллионам пользователей сети Интернет. Внешнее представление («Front End») таких систем также давно не ограничивается угловатой табличной стилизацией – HTML и CSS на сегодняшний день позволяют создавать функциональные анимированные WEB-страницы, обеспечивающие пользователю комфортную навигацию и взаимодействие с системой.

Современные САПР печатных плат являются сложными и дорогостоящими desktop-приложениями, освоение которых требует определенный перечень знаний и навыков, что осложняет работу инженера-проектировщика. Углубляясь в работу с такими системами, также стоит отметить недостаток во многих из них алгоритмов конструирования, реализация которых (а значит, доработка таких систем) сложна с точки зрения стороннего программиста, в связи с невозможностью доступа к исходному коду системы. Применение WEB-технологий в проектировании может стать решением этих и других проблем.

Реализован прототип WEB-CAПР под названием «CAD WEB SYSTEM», представляющий из себя WEB-сайт и позволяющий в условиях свободного доступа проектировать печатные узлы с ручным или автоматическим размещением элементов при использовании алгоритмов и методов размещения.

В качестве входных данных для проектирующей подсистемы используются текстовые файлы списка соединений коммутационной схемы, описывающих граф коммутационной схемы. Данные файлы генерируются САПР печатных плат известных производителей (Cadance, Mentor Graphics, Altium Designer и др.) в форматах, отличающихся синтаксисом. Такие файлы чаще всего представлены с расширением .NET и содержат в себе форматированный текст с описанием коммутационной схемы – перечнем элементов, соединениями (цепями/связями) и вхождениями выводов элементов в цепи.

Взаимодействие пользователя с системой реализовано с помощью «cookie»файла. При загрузке главной страницы пользователю присваивается уникальный идентификатор на 24 часа и предоставляется возможность загрузить .NET файл, который сохраняется на сервере с названием «[идентификатор пользователя].net». На основе анализа загруженного файла, строятся матрицы, кодирующие граф коммутационной схемы, граф элементных комплексов и взвешенный граф схемы. Данные матрицы служат основой для построения коммутационного поля необходимых размеров для загруженной коммутационной схемы с визуализированными элементами, их соединениями и их вхождениями в узлы. Пример построения матрицы ВГС (взвешенный граф схемы) в системе представлен ниже (рис. 1).

Секция «Конструирование и технология электронных средств»

Олементы → Элементы())	001	502	HLI		501			VD2	VD1	VD4		VD3	R1	Ra
		3									2			1
S82				1										
((HL1))	3	1		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1.1
			٥			3	1	٥	٥	٥	ó	0	0	
8B1														
											1			
	7			1		1							11	0
	1					1					1			
						0							1	
VD4														
						1								
RS	1	0		0	0	•	0.	0	•	0	0		0	

Рис. 1. Матрица ВГС

Для реализации чтения файла списка соединений и основного функционала системы в целом был выбран скриптовый язык PHP, а для реализации интерфейса в качестве вспомогательного инструмента – прототипно-ориентированный сценарный язык JavaScript, а также язык разметки HTML и формальный язык стилизации страниц CSS.

В качестве графического «движка» для визуализации поля выступает библиотека на языке JavaScript – Dracula JS, позволяющая строить и отображать графы на HTML странице. В код данной библиотеки и ее функций были внесены некоторые коррективы для решения конкретных задач. Страница с коммутационным полем содержит HTMLхолст («Canvas») на котором отображается «импровизированная» печатная плата с элементами в виде квадратов, узлами в виде овалов и дугами между ними. Дуги обозначают связь элемента с узлом, а подписи к ним – количество цепей. Размещение элементов на поле возможно в ручном режиме («Drag & Drop»), или же с помощью встроенных алгоритмов конструирования. Пример визуализации коммутационного поля в системе «CAD WEB SYSTEM» представлен ниже (рис. 2).



Рис. 2. Визуализация комутационного поля в системе при помощи библиотеки Dracula JS

Ниже отображено сравнение СДС (суммарной длины соединений) коммутационной схемы при случайном размещении элементов и с применением реализованного в системе Венгерского алгоритма (рис. 3, 4). При этом, во втором случае (при применении Венгерского алгоритма) произошло значимое улучшение расположения элементов (СДС уменьшилась). Суть данного алгоритма состоит в том, чтобы разместить поблизости попарно элементы с наибольшим числом связей и за счет этого уменьшить СДС. Сам Венгерский алгоритм является решением задачи о назначениях, поэтому пары элементов расставляются без учета связей с другими парами, что является недостатком данного метода. Следовательно, можно добиться лучших результатов при внедрении более оптимизированных алгоритмов размещения или компоновки. В первом же случае (без применения алгоритмов) размещение происходит путем расстановки элементов на коммутационном поле по порядку, из массивов, полученных при считывании загруженного .NET файла.

Построить Венгерский



Рис. 3. Пример построения коммутационного поля и СДС без применения алгоритмов размещения/компоновки



Рис. 4. Пример построения коммутационного поля и СДС с применением Венгерского алгоритма

Визуализация элементов на холсте реализована при помощи JavaScript функций. Путём преобразования массивов элементов, узлов, выводов, матриц в JSON формат, они передаются из PHP в JavaScript, а затем обрабатываются для вывода в виде графа при помощи библиотеки Dracula JS. Размер холста для отображения графа определяется в зависимости от количества элементов в переданном массиве. Затем, для каждого элемента по порядку определяются пара координат X и Y, таким образом, чтобы в результате форма коммутационного поля представляла из себя квадрат или прямоугольник.

Реализация алгоритмов конструирования сводится к написанию некоторых правил при выводе в функциях JavaScript. Рассмотренный выше Венгерский алгоритм обрабатывает массив элементов таким образом, чтобы попарно соседние элементы имели наибольшее количество связей между собой, а значит, координаты X и Y для каждой позиции остаются неизменны, а меняется лишь порядок самих элементов в массиве. Реализация других алгоритмов возможна и путём определения координат элементов на холсте, где для каждого элемента по заданным правилам определяется пара координат X и Y.

Гибкость системы заключается в неограниченном конечном наборе встроенных алгоритмов. Любой из реализованных алгоритмов конструирования не нарушит целостность системы, так как все они могут работать независимо друг от друга, а для конечного пользователя построение коммутационного поля с использованием любого из них сводится к нажатию соответствующей кнопки и вызову функции отображения графа, построенному по определенным правилам.

В результате получен работоспособный прототип WEB-CAПР, позволяющий проектировщику в режиме on-line работать над проектируемой печатной платой, используя простой интуитивно понятный интерфейс с графическим представлением коммутационного поля. Система показала неплохие результаты в скорости обработки и отображения информации, повысить которую можно путём оптимизации работы графической библиотеки, или ее замены. Такая система может являться отправной точкой для развития WEB-CAПР, преимуществами которых являются доступность, простота использования, гибкость и расширяемость, например, путём реализации различных алгоритмов и подключения баз данных для детализации информации об элементах.

Список литературы

1. Авдеев Е.В. Системы автоматизированного проектирования в радиоэлектронике: справочник / ред. И.П. Норенков. М.: Радио и связь, 1986. 366 с.

2. Корячко В.П., Курейчик В.М., Норенков И.П. Теоретические основы САПР: учебник для вузов. М.: Энергоатомиздат, 1987. 400 с.

3. Локхарт Д. Современный РНР. Новые возможности и передовой опыт. М.: ДМК Пресс, 2016. 304 с.

4. Овчинников В.А. Алгоритмизация комбинаторно-оптимизационных задач при проектировании ЭВМ и систем: учеб. для вузов. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2001. 288 с.

5. Селютин В.А. Машинное конструирование электронных устройств: науч. издание. М.: Сов. радио, 1977. 383 с.

6. Тюрин И.В., Муромцев Д.Ю. Математическое обеспечение САПР: учеб. пособие. СПб.: Лань, 2014. 464 с.

КОНТРОЛЬ ПРОВОЛОЧНОГО МОНТАЖА В ТЕХНОЛОГИИ «КРИСТАЛЛ НА ПЛАТЕ»

В. Л. Ланин¹, И. Б. Петухов²

¹Белорусский университет информатики и радиоэлектроники Республика Беларусь, г. Минск E-mail: vlanin@bsuir.by ²OAO "Планар–СО", Республика Беларусь, г. Минск E-mail: petuchov@kbtem.by

Рассмотрены вопросы проволочного монтажа в технологии «кристалл на плате» методом ультразвуковой микросварки алюминиевой проволоки и метод контроля отсутствия обрыва в процессе формирования проволочного межсоединения между токопроводящей дорожкой на плате и контактной площадкой кристалла.

В настоящее время широко развивается технология сборки различных носителей информации и электронных устройств (смарт-карты, сенсоры диагностики, драйверы LCD дисплеев и др.) с применением метода монтажа кристаллов на плату (chip on board – COB). В этом методе кристаллы интегральных микросхем монтируются на поверхность платы клеем, а проволочные выводы присоединяются к контактным площадкам с применением ультразвуковой микросварки (рис. 1).



Рис. 1. Проволочный монтаж в технологии «кристалл на плате» (СОВ)

Технологии изготовления текстолитовых подложек на сегодняшний день достигли такого уровня, что в отдельных случаях их используют в качестве объединительных подложек при сборке многокристальных модулей. Технологическая операция монтажа проволочных межсоединений на текстолитовой подложке определяется несколькими основными факторами, а именно:

- материалом токопроводящих покрытий;

 – размерами контактных площадок активных структур, расстоянием между ними и разновысотностью их уровней по отношению к подложке;

– максимальной длиной проволочных межсоединений.

При сборке изделий по технологии СОВ используется в основном ультразвуковая микросварка алюминиевой проволоки для исключения использования подогрева рабочей зоны, что необходимо для присоединения золотой проволоки [1].

Автоматизация присоединения проволоки к контактным площадкам требует наличия контроля проводимой операции, в частности, контроль отсутствия обрыва проводника при полном цикле монтажа проволочного соединения. В автоматических установках проволочного монтажа обычно используется для этих целей подача на выводную рамку небольшого потенциала порядка 1,0–1,5 В через резистивный делитель, при этом катушка с проволокой заземлена. Алгоритм контроля в этом случае следующий.

При сварке проволоки к первой точке на выводе прибора (на который поступает потенциал с резистивного делителя), потенциал падает до нуля, поскольку проволока заземлена. Если в процессе формирования проволочного соединения при движении сварочного микроинструмента происходит обрыв, то на выходе резистивного делителя восстанавливается заданный потенциал, который может быть обработан пороговым устройством, например, компаратором, а его сигнал соответственно обработан управляющей системой для временной остановки работы установки для устранения неполадки. Подобный алгоритм можно использовать и при термозвуковой сварке золотой проволоки, при этом потенциал с делителя можно подавать на изолированную от корпуса установки катушку с проволокой. Используемый микроинструмент при термозвуковой сварке золотой проволоки, как известно, керамический и не оказывает влияния на контроль. При ультразвуковой сварке используются микроинструменты из проводящих металлических композиций типа карбид вольфрама или карбид титана, что значительно усложняет изоляцию проволоки от корпуса установки.

При сборке электронных модулей на текстолитовых носителях чаще всего токопроводящие дорожки гальванически не связаны между собой, таким образом, создать единую связь с корпусом или с выходом резистивного делителя не представляется возможным. Для решения задачи контроля сборки модулей-корректоров расходных картриджей глюкометров (рис. 2) на установке ЭМ-4371 производства ОАО «Планар-СО» предложен емкостной метод.



Рис. 2. Проволочный монтаж модулей корректоров на установке ЭМ-4371

Текстолитовые носители по две полоски располагаются на вакуумном столике, изолированным от корпуса установки, с общим числом собираемых модулей 48 штук. Подводимый вакуум через клапан, управляемый системой управления установки производит надежную фиксацию модулей в процессе проволочного монтажа. На вакуумный столик подается переменное напряжение амплитудой 1 В и частотой 80 кГц с частотозадающей цепи генератора 1 (рис. 3). При образовании соединения проволоки с токопроводящей дорожкой текстолитовой подложки изменяется емкость частотозадающей цепи генератора, а соответственно изменяется частота генератора 1. Изменение частоты преобразуется в изменение напряжения преобразователем частота-напряжение 2, выходной сигнал которого поступает на аналогово-цифровой преобразователь 3, данные которого обрабатывает микроконтроллер 4.



Рис. 3. Устройство контроля обрыва перемычки установки ЭМ-4371

Промышленная апробация устройства показала работоспособность предложенного технического решения. Особенностью сборки данных модулей является использование ультразвуковой системы с частотой резонанса 100 ± 2 кГц для микросварки алюминиевой проволоки. Как известно, ультразвуковые системы повышенной частоты используются в основном в установках термозвуковой микросварки золотой проволоки с целью снижения температуры нагрева рабочей зоны и сокращения времени микросварки [2]. Использование данной ультразвуковой системы позволило достичь высокой прочности (для алюминиевой проволоки диаметром 35 мкм прочность соединений составила 12–14 г при испытаниях методом тянущего усилия зацепленным крючком (pull test). При этом высокие показатели прочности соединений обеспечиваются при снижении деформации на 9–10 %, по сравнению с текущим техпроцессом с использованием ультразвуковых систем со стандартным диапазоном частот 66 ± 4 кГц.

Список литературы

^{1.} Harman G. Wire bonding in microelectronics. New York: McGraw Hill. 2010. 3-d edition. 426 p.

^{2.} Lanin V.L., Petuchov I.B. High frequency thermosonic wire bonding // Journal of Science and Engineering. 2014. Vol. 4 (2). P. 39–45.

СТРУКТУРНО-ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ПРОЕКТИРУЕМОГО ИЗДЕЛИЯ ДЕРЕВОМ ПОСТРОЕНИЯ ЕГО 3D-МОДЕЛИ В CAD-СИСТЕМЕ

Д. Э. Цыганков, А. Ф. Похилько

Ульяновский государственный технический университет 432027, г. Ульяновск, ул. Северный Венец, 32 E-mail: d.tsyg@mail.ru

Рассматривается подход к достижению наибольшей информативности электронной 3D-модели на этапе конструкторского проектирования, заключающийся в отображении деревом ее построения информации о функциональной структуре проектируемого изделия. Такой подход основан на биекции между деревом построения 3D-модели и набором функциональных элементов, составляющих структуру изделия, несущих фиксированный и строго заданный смысл в рассматриваемой предметной области.

Непрекращающееся развитие САх-систем упрочнило положение 3D-моделей в ЖЦИ, прежде всего, на стадии ОКР [1], вследствие чего, последние являются отображением изделия как в процессе его изготовления – при моделировании в САМсистемах, принципах работы и функционирования, что обеспечивается функционалом САЕ-систем, так и собственно конструкции, формируемой в САD-системах. Очевидно, что для этапа конструкторского проектирования важнейшей проектной информацией является именно <u>конструкция</u> изделия, отображаемая современными САD-системами следующим образом:

$$CAD$$
: Констр.(Изд.) $\rightarrow Mod^{3D}_{U_{2d}}$, (1)

где *Мод*.^{3D}_{Изд} – электронная 3D-модель изделия.

Непосредственно сама 3D-модель является лишь *«следствием»* выполнения базовых операций *(БО)* САD-системы, иерархически упорядоченных в т.н. *«дереве по-строения»* 3D-модели [2] – линейной последовательностью взаимосвязанных БО, тогда:

$$CAD: \bigcup_{i=1}^{n} \mathcal{B}O_{i} \to Mo\partial_{\mathcal{H}_{3\partial}}^{3D},$$
⁽²⁾

где символ конъюнкции означает последовательность выполнения БО, формируя проектный маршрут – упорядоченный набор БО, формирующий 3D-модель изделия.

Информативность 3D-модели заключается в отображении ею требуемых для текущего этапа ЖЦИ проектных данных об изделии [3]. Отображение его конструкции – основной функционал CAD-системы: проектное решение в виде 3D-модели обладает законченностью конструкции, т. е. $Mod_{H_{30}}^{3D} \equiv Koncmp.(Изd.)$. При этом, проектные данные об изделии, отображаемые 3D-моделью, содержится именно в базовых операциях [2], составляющих его структуру – дерево построения 3D-модели:

$$\mathcal{A}ep^{3D}_{\mathcal{H}_{3\partial}}: Kohcmp.(\mathcal{H}_{3\partial}.) \to \bigcup_{i=1}^{n} \mathcal{F}O_{i}.$$
(3)

где Дер.^{3D}_{Изд} – дерево построения электронной 3D-модель изделия.

Наибольшая информативность 3D-модели обеспечивается отображением функциональной структуры изделия, такая 3D-модель уже в полной мере является компонентой *цифрового макета* изделия [4]. Национальный стандарт Российской Федерации [5] определяет *функциональную структуру* как «структуру, состоящую из элементов, описывающих функции – *функциональных элементов* (ФЭ), и связей между ними, не содержащую подробностей их реализации (обычно представляющуюся отображающим иерархию функций графом)».

К ФЭ, подходящим под данное выше определение, согласно [6] относятся:

• *Рабочие элементы (РЭ)*, непосредственно выполняющие регламентированные функции изделия;

• *Базовые элементы (БЭ)*, обеспечивающие координацию изделия относительно других изделий в процессе сопряжения;

• Соединительные элементы (СЭ), служащие для материальной связи рабочих и базовых элементов друг с другом;

• *Технологические элементы (ТЭ)*, служащие для реализации технологического процесса изготовления изделия и его последующей сборки.

Одни и те же ФЭ могут играть роль как РЭ, так и БЭ и СЭ; наиболее благоприятный вариант – это объединение в конструкции РЭ и БЭ при минимизации СЭ [6].

Пример выделения ФЭ изделия представлен на рис. 1. В качестве примера рассматривается гайка накидная из состава коаксиального соединителя (вилки) типа IV по ГОСТ 20265-83 и ГОСТ РВ 51914-2002, обеспечивающая резьбовое соединение с ответной частью (розеткой).



Рис. 1. Структурно-функциональный анализ (СФА) проектируемого изделия

Каждый ФЭ имеет однозначно верно воспринимаемую семантическую наполненность (резьба, рифление и др.), актуальную в предметной области изделия – соединителя коаксиального [7], а также проектируемого финального изделия уровня «Сборочная единица», куда входит рассматриваемая деталь. На основе физического смысла выделяются атрибуты ФЭ, качественно и количественно определяющие его итоговый геометрический 3D-образ [8] (диаметр отверстий, количество лысок, тип рифления и др.). Значения данных атрибутов являются характеристикой конкретного экземпляра ФЭ.

С учётом структурно-функциональной декомпозиции изделия на Φ Э, проводимой в процессе СФА, и состава структуры 3D-модели из набора БО в соответствии с формулой (2), отображение дерева построения вида $\{ \mathcal{E}O_i \}_n \rightarrow \{ \mathcal{P} \mathcal{P}_j \}_m$ в CAD-системе может быть реализовано двумя, на первый взгляд, сходными методами:

• *Метод сюръективного отображения*. Основан на объектно-ориентированном упорядочивании БО САD-системы в дереве построения 3D-модели [9]. Согласно ему, требуемое отображение может быть достигнуто вполне очевидным образом:

$$\mathcal{A}ep_{\mathcal{M}_{30}}^{3D} = \{ \mathcal{B}O_i \middle| \bigcup_{j=1}^p \mathcal{B}O_j \to \mathcal{O}\mathcal{A}_k \}, \ i = \overline{i, n}, \ k = \overline{i, m}, \ p \ge k \ ,$$

$$\tag{4}$$

т. е. каждый ФЭ строится упорядоченным набором $\{ EO_k \}$, *при k* = [1...*n*], предоставляя соответствующие проектные параметры для определения его геометрического 3D-образа. При этом конкретный состав и количество БО выбирается инженером.

Очевидно, что такое построение 3D-модели затруднительно как в плане затрачиваемых трудовых и временных ресурсов, так и в плане высокой интеллектуальной нагрузки на пользователя, поэтому на практике чаще применяется другой подход.

• Метод минимума проектных действий. Его суть заключается в быстрейшем и, соответственно, легчайшем процессе построения 3D-модели в плане минимального числа БО САD-системы [10]. Отображение структуры проектируемого изделия 3D-моделью в соответствии с данным методом имеет вид:

$$\mathcal{A}ep._{H_{30}}^{3D} = \{ BO_i \middle| \bigcup_{j=1}^p BO_j \to \sum_{k=0}^m \Phi \mathcal{P}_k \}, \ i = \overline{I, n}, \ p \le m \ ,$$
(5)

т. е. набор { EO_i }, *при i* = [1,...,*n*] может отображать какой-либо фиксированный набор { $\Phi \mathcal{G}_k$ }, *при k* = [0,...,*m*] или же их частей (*при k* = 0), **без соответствия** вида $EO_i \rightarrow \Phi \mathcal{G}_k$. Такой вариант удобнее для инженеров, т.к. требует минимума проектных действий – количества БО и дает возможность построить требуемую геометрию выбранным на свое усмотрение способом, оперируя знакомыми методами построения трехмерных тел.

Сравнивая и анализируя представленные выше методы, становится очевидным, что оптимален синтез их ключевых преимуществ, а именно:

1. Фиксация и отображение подробной информации о структуре проектируемого изделия, актуальной в его предметной области, в рамках 3D-модели;

2. Легкость и удобство процесса построения 3D-модели в CAD-системе, обеспечивающего простоту процессов редактирования и модифицирования.

Реализация указанного набора признаков предлагается в следующем методе:

• *Метод структурного соответствия*. Данный метод является, по своей сути, биективным отображением структуры проектируемого изделия (набора ФЭ) деревом построения 3D-модели, что представлено на рисунке 2 и формулой (6):

$$\mathcal{A}ep_{\mathcal{M}_{30}}^{3D} = \{M\kappa\Phi_i \mid M\kappa\Phi_g \to \Phi\mathcal{P}_g\}, g = \overline{I,n},$$
(6)

где n – количество ФЭ в проектируемом изделии; $M\kappa \Phi$ – семантическая макрофункция построения 3D-образа соответствующего ФЭ изделия, определяемая как:

$$M_{\mathcal{K}}\Phi_i = \bigcup_{j=1}^m \mathcal{B}O_j,\tag{7}$$

т. е. *МкФ* – это последовательность упорядоченно выполняющихся БО, формирующих на основе операций САD-системы результирующий 3D-образ ФЭ.

Основная идея метода структурного соответствия заключается в *информационно-смысловом обобщении* базовых операций САD-системы в соответствии с формулой (7) до уровня *семантической макрофункции* ($M\kappa\Phi$) построения 3D-образа Φ Э [11], с чет-ким смысловым соответствием $M\kappa\Phi \to \Phi$ Э.

Таким образом, достоинства метода сюръективного отображения реализованы в четком и строгом соответствии между $M\kappa\Phi$ и $\Phi\Theta$, а достоинства метода минимума проектных действий отражены в оперировании непосредственно параметрами макрофункций, набор которых определяется функциональной структурой изделия.



Рис. 2. Биективное отображение структуры изделия в дереве построения 3D-модели

Исследование проводится в рамках гранта № 16-47-732138 «Разработка моделей, методов и средств информационной поддержки технологий Concurrent Engineering на основе интегрированного представления процесса в интеллектуальной базе знаний САПР», поддержанного Российским фондом фундаментальных исследований (РФФИ).

Список литературы

1. Tsygankov D. et al. The Design Process Structural & Logical Representation in the Concurrent Engineering Infocommunication Environment, R. Curran et al. (eds.) // Transdisciplinary Lifecycle Analysis of Systems – Proceedings of the 22nd ISPE Inc. International Conference on Concurrent Engineering, July 20-23, 2015, IOS Press, Amsterdam, 2015. P. 595–602.

2. Hamilton, Р. Азбука технологий моделирования в MCAD-системах. Ч. III. Как технологии MCAD влияют на процесс разработки изделия // CAD/CAM/CAE Observer. 2008. № 2. С. 34–36.

3. Вичугова А.А., Вичугов В.Н., Цапко Г.П. Формальная модель структуры взаимосвязей разнотипных объектов проектирования // Изв. Томск. политехн. ун-та. 2013. Т. 322. № 5. С. 164–169.

4. Лихачев М.В., Шангина Е.А. Применение технологии функционального цифрового макета изделия на этапе предконтрактного проектирования космического аппарата // Решетневские чтения. 2013. Т. 1, № 17. С. 24–26.

5. ГОСТ Р 53394-2009. Интегрированная логистическая поддержка. Основные термины и определения. М.: Стандартинформ, 2010. 24 с.

6. Латыев С.М. Конструирование точных (оптических) приборов: учеб. пособие. СПб.: Политехника, 2007. 579 с.

7. Калашников А.В. Наиболее распространенные коаксиальные радиочастотные соединители [Электронный ресурс]. URL: http://hamradio.online.ru/ftp2/hfvhf.pdf (дата обращения 13.03.2017 г.)

8. Цыганков Д.Э., Похилько А.Ф. Представление проектируемого изделия системой структурнофункциональных элементов // Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем: сб. науч. тр. Ульяновск: УлГТУ. С. 250–252.

9. Евгенев Г.Б., Кокорев А.А., Пиримяшкин М.В. Метод генерации 3D-моделей в продукционных базах знаний // Изв. вузов. Машиностроение. 2015. № 4 (661). С. 38–48.

10. Кидрук М.И. Компас-3D V10 на 100 %. М.: Питер, 2009. 500 с.

11. Tsygankov D. et al. The Design Process Data Representation Based on Semantic Features Generalization, M. Borsato et al. (eds.) // Transdisciplinary Engineering: Crossing Boundaries – Proceedings of the 23rd ISPE Inc. International Conference on Transdisciplinary Engineering, October 3-7, 2016, IOS Press, Amsterdam, 2016. P. 127–132.

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММЫ ПОДБОРА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ДЛЯ РАБОТЫ ТОКАРНЫХ СТАНКОВ

М. В. Лепший, Д. С. Труфанов, М. Г. Биллер (научный руководитель)

Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М.Ф. Решетнева Лесосибирский филиал 662543, Красноярский край, г. Лесосибирск, ул. Победы, 29

Представлены результаты компьютерного моделирования модернизации работы токарных станков методом систематизации основных научных исследований в данной области, что позволяет усовершенствовать конструкцию металлорежущих станков. Показано, что установка электронных преобразователей частоты и применение асинхронных двигателей нового поколения, позволяет автоматизировать токарные станки с ручным управлением, повышая экономическую эффективность.

Технический прогресс в промышленности обусловлен развитием электроники, схемотехники и компьютерного моделирования. Сейчас невозможно найти какую-либо отрасль промышленности, в которой не использовались бы электронные приборы или электронные устройства измерительной техники, автоматики.

Проектирование электронных устройств станочного оборудования представляет собой процесс обработки информации, в ходе которого на основе исходных данных и других сведений, необходимых для решения поставленной задачи, с помощью методов математического и компьютерного анализа, используя современные возможности визуального программирования, то есть, сочетая способы схемотехнического и операционного моделирования схем, разрабатывается техническая документация на устройство, наилучшим образом отвечающему поставленной задаче проектирования.

Нашей задачей является проведение сравнительного анализа токарных станков с ручным управление и токарных станков с ЧПУ (числовым программным управлением) путем подбора двигателей, расчета экономической эффективности, возможности модернизации микропроцессорной системы управления асинхронным двигателем.

В данной работе было использовано программное обеспечение на базе языка Delphi при моделировании модернизации работы токарных станков. Преимуществом данной программы является то, что её можно использовать даже не зная язык программирования, она максимально адаптирована под всех пользователей.

Первым этапом разработки программы является обзор и сравнение теоретического материала по работе токарных станков с ручным управлением и с ЧПУ, это отражено во вкладках рабочего окна программы. Наличие теоретического материала позволяет использовать данную программу в образовательном процессе Вузов для студентов механиков, а также будет полезна для инженеров проектировщиков.

На втором этапе происходит разработка технического задания: технологическая компоновка станка при работе с асинхронным двигателем нового поколения, обоснование схемы базирования и закрепления преобразователей частоты. Выбор режущего инструмента, расчет режимов резания, силовых параметров и нормирование.

В связи с прогрессом в области создания электронных преобразователей частоты асинхронные электродвигатели находят применение не только в главных приводах, но и благодаря возможности плавного регулирования их частоты вращения в широких пределах в приводах подач современных металлорежущих станков.

При настройке системы программного продукта были использованы процедуры, так как в программе в основном выполняются повторяющиеся действия и дублировать в коде одинаковые строки являлось бы не самым оптимальным решением.

Программа начинается с указания характеристик рабочего окна и вызова основной процедуры MouseDown, с помощью которой выполняются дальнейшие действия с кнопками программы.

Планируемые функции, которые будут реализованы в программе:

выбор типа токарных станков (с ручным управлением и с ЧПУ);

• выбор вида токарных станков (токарно-винторезный, токарно-карусельный, лоботокарный и токарно-револьверный);

- выбор типа асинхронного двигателя;
- выбор вида соединения узлов на каждом участке работы станка;
- выбор известных параметров;
- расчет не известных параметров.

В связи с внедрением в приборостроение средства электрической автоматизации технологических установок, машин и механизмов на базе полупроводниковой техники, высокочувствительной регулирующей и контрольно-измерительной аппаратуры, необходимо модернизировать электрооборудование станков, так как модернизировать станок намного дешевле, чем покупать и устанавливать новые.

В своей работе мы попытались рассмотреть одну из проблем модернизации управления работы токарного станка путем внедрения встроенных систем ЧПУ, подбор асинхронного двигателя. В большинстве случаев двигатели в токарных станках по металлу имеют приблизительно одинаковые характеристики. Однако на этом фоне выделяются асинхронные разновидности, которые обладают большим ресурсом. Для обеспечения высокой точности работы необходимо произвести замену электродвигателей продольной и поперечной подачи на современные аналоги.

В разработанной программе дается подробное описание всех характеристик электродвигателей токарного станка с ручным управлением в сравнении со станками с ЧПУ. Токарные станки по металлу с ЧПУ отличаются высокой точностью обработки поверхностей и позволяют изготавливать детали с минимальными допусками. Как и все оборудование с числовым программным управлением, токарные станки этого типа работают практически автономно, что позволяет максимально оптимизировать производство.

Станки с ЧПУ считаются более универсальными по сравнению с обычными ручными токарными станками, так как они имеют много преимуществ перед механическими станками. Во-первых, это высокая точность и большая скорость при выполнении обработки деталей различной сложности. Во-вторых, это экономия времени. В-третьих, минимальное количества брака на выходе. В-четвертых, станки с ЧПУ требуют значительно меньшего контроля со стороны токаря-оператора, что увеличивает производительность туда.

Перспективным направлением в проведении проектных работ является системный подход, который предполагает согласованный выбор альтернатив между технологическими возможностями, уровнем автоматизации, современными конструкторскими решениями и ценой, гибкостью и производительностью. Системный подход лежит в основе модульного принципа проектирования металлорежущих станков. Данные выводы позволят в дальнейшем расширить работу над компьютерным моделированием работы различных станков машиностроения.

Список литературы

1. Бахарев Н.П., Нуйкин А.Н. Разработка и исследование асинхронного электропривода с векторным управлением для механизма поперечной подачи токарно-винторезного станка 16А20Ф3 // Приоритеты и научное обеспечение технологического прогресса: сб. ст. Междунар. науч.-практ. конф. Уфа: АЭТЕРНА, 2016. С. 10–19.

2. Виноградов А.Б., Чистосердов В.Л. Адаптивная система векторного управления асинхронным электроприводом // Электротехника. 2003. № 7.

3. Гурьянихин В.Ф., Булыгина М.Н. Автоматизированная подготовка управляющих программ для станков с ЧПУ: учеб. пособие к практ. и лаб. работам. Ульяновск: УлГТУ, 2001. 88 с. ISBN 5-89146-251-6

4. Дьяконов В.П. МАТLAB 6.5 SP1/7 Simulink 5/6 в математике и моделировании. М.: СОЛОН - Пресс, 2005 г. 576 с.

5. Королев В.В. Использование RFID меток для построения гибких производственных систем в машиностроении // Инновационная наука. 2015. № 4. С. 30–31.

6. Королев В.В., Петров Р.Е. Модернизация токарно-винторезного станка // Вестник НГИЭИ. 2015. № 12 (55). С. 42–47.

7. Народицкий А.Г. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов. СПб.: Санкт-Петербургская Электротехническая Компания, 2004. 128 с.

8. Виноградов А.Б., Чистосердов В.Л., Сибирцев А.Н. Новая серия цифровых асинхронных электроприводов на основе векторных принципов управления и формирования переменных // Электротехника. 2001. № 12. С. 25–30.

9. Овчинников И.Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе (малая и средняя мощность). Курс лекций [Текст] : учеб. пособие для вузов по специальности «Электропривод и автоматика пром. установок и технол. комплексов», направлению «Электротехника, электромеханика и электротехнологии». СПб.: Корона - Век, 2012. 336 с. ISBN 978-5-7931-0899-7 : 199-20.

10. Карлов Б., Есин Е. Современные преобразователи частоты: методы управления и аппаратная реализация // Силовая электроника. 2004. № 1. С. 50–54.

11. Солдатов В.А. Разработка управляющих программ для фрезерного и токарного станков с ЧПУ: метод. указания. М.:МАТИ, 2007. 7 с.

12. Федоров О.В. Оценки эффективности частотно-регулируемых электроприводов [Электронный ресурс]: монография. М.: ИНФРА-М, 2011. 144 с. Режим доступа: http:// znanium.com / bookread.php? book=331889. ISBN 978-5-16-012051-5.

13. Черпаков Б.И., Альперович Т.А. Металлорежущие станки. М.: Academia, 2004. 368 с.

Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ, ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СЕТИ»

К ВОПРОСУ ОЦЕНКИ НАДЕЖНОСТИ ДВУХПОЛЮСНЫХ И МНОГОПОЛЮСНЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ

К. А. Батенков

Академия ФСО России 302034, г. Орёл, ул. Приборостроительная, д. 35 E-mail: pustur@yandex.ru

Рассмотрены особенности оценки надежности двухполюсных и многополюсных сетей на основе вероятностного подхода.

Основой понятия надежность техники является понятие отказ, т. е. состояние, когда она не может продолжать выполнение своих функций [1]. Этот термин применим не только к аппаратуре связи, но и к таким комплексам, как линии связи (кабельные, радиорелейные и др.). Через понятие отказ целесообразно оценивать надежность также и двухполюсных систем (сетей) связи. При этом под отказом двухполюсной системы (сети) связи понимается такое се состояние, когда пропускная способность и качество связи между ее полюсами ниже заданного порогового значения (требования). Например, двухполюсная сеть обеспечивает только телефонную связь по n каналам. Требования ние к сети – поддерживать связь не менее чем по k < n каналам при удовлетворительном качестве передаваемой информации. Когда в этой сети число связей становится меньше k или не меньше, но в неудовлетворительном качестве, то считается, что сеть отказала.

В тех случаях, когда двухполюсная система обеспечивает несколько видов связи (например, в ней имеется несколько вторичных сетей или она мультисервисная), состоянием отказа является такое, когда между полюсами не сохраняется ни одного вида связи требуемой минимальной пропускной способности и заданного ограничения по качеству. Однако некоторые системы управления требуют для своего функционирования обязательного наличия того или иного вида связи, например передачи данных. В этих случаях отказ системы наступает, как только прекращается эта обязательная связь.

Что же касается первичной сети двухполюсной системы связи, то ее отказ наступает при выходе из строя всех каналов связи или когда число работоспособных каналов становится меньше требуемого для обеспечения функционирования системы управления.

Учитывая это обстоятельство, а также наличие общности понятий отказа двухполюсной системы (сети) и аппаратуры связи, в качестве показателей надежности двухполюсной сети могут применяться показатели, предусмотренные государственным стандартом для восстанавливаемого технического объекта. Наиболее целесообразными из них являются: коэффициент готовности K_2 , наработка системы (сети) на отказ T_0 и среднее время ее восстановления T_6 , которые являются функциями аналогичных показателей надежности элементов системы и взаимно связаны соотношением

$$K_{\mathcal{Z}} = \frac{T_o}{T_o + T_e}.$$

Например, в качестве критерия отказа канала тональной частоты принимается перерыв в передаче сообщений продолжительностью более 10 с. Под перерывом (сбой, отказ) в передаче сообщения понимается снижение уровня сигнала на 17 дБ и более в течение 300 мс [2]. За критерий отказа основного цифрового канала принимается повышение отношения числа бит, принятых с ошибками, к общему числу принятых бит до 10^{-3} в течение 10 последовательных секунд и более.

В настоящее время на основе расчетных и эксплуатационных данных по надежности аналоговых и цифровых линий передачи экстраполяционными методами заданы требования к типовым трактам магистральной, внутризоновой и местной связи единой сети электросвязи России [3].

Известно, что готовность трактов связи носит вероятностный характер и зависит от протяженности линий связи. В соответствии с этим на магистральной/внутризоновой/местной первичной сети связи единой сети электросвязи России на основе аналоговых и цифровых линий передачи плезиохронной цифровой иерархии максимальной протяженностью 12500/1400/200 км в каналах тональной частоты и основных цифровых каналов, независимо от типа используемой системы передачи (без резервирования), обеспечиваются показатели надежности по отказам, которые представлены в таблице 1. На магистральной/внутризоновой/местной первичной сети на основе синхронной цифровой иерархии максимальной протяженностью 12500/1400/200 км в основном цифровом канале (без резервирования) должны обеспечиваться более высокие показатели надежности по отказам, которые также включают надежность системы тактовой сетевой синхронизации и представлены в таблице.

Таблица

	Иерархия							
	аналоговая	и плезиохро	нная цифровая	синхронная цифровая				
показатель	магистраль-	внутризо-	MOOTHOG	магистраль-	внутризо-	MOOTHOG		
	ная новая		ная	новая	местная			
Максимальная протя-								
женность линии L,	12,5	1,4	0,2	12,5	1,4	0,2		
тыс. км								
$K_r(L)$	0,92	0,99	0,997	0,982	0,998	0,9994		
Т _о (L), час	12,5	111	400	230	2050	7000		
$T_{\rm B}(L)$, час		1,1			4,2			

Надежность каналов передачи магистральной, внутризоновой и местной сетей связи

При протяженности трассы *l*, отличной от типовой *L* (12,5; 1,400; 0,2 тыс. км), требуемые показатели надежности каналов передачи магистральной, внутризоновой, местной сетей определяются по следующим формулам:

$$T_{o}(l) = T_{o}(L)\frac{L}{l}, l \le L;$$
⁽¹⁾

$$K_{2}(l) = \frac{I_{o}(l)}{T_{o}(l) + T_{e}(L)}.$$
(2)

Изложенные принципы нормирования показателей надежности линий (каналов) передачи соответствуют международным стандартам [4, 5], определенным в рекомендации Международного союза электросвязи G.602.

Задача 1.

Внутризоновая линия связи имеет протяженность 900 км. Определить коэффициенты готовности данной линии в случае организации на ней канала тональной частоты и синхронного транспортного модуля.

Дано: *l* = 900 км.

Найти: $K_{2,1}(l), K_{2,2}(l)$.

При организации каналов тональной частоты необходимо руководствоваться нормами на аналоговую и плезиохронную цифровую иерархию (таблица 1 – второй, третий и четвертый столбцы), а при формировании синхронного транспортного модуля – нормами на синхронную цифровую иерархию (таблица 1 – пятый, шестой и седьмой столбцы). Типовая длина внутризоновой линии L = 1400 км.

Время между отказами

$$T_{o,i}(l) = T_{o,i}(L) \frac{L}{l}$$

$$T_{o,1}(0,9) = T_{o,1}(1,4) \frac{1,4}{0,9} = 111 \frac{1,4}{0,9} = 172,7 \text{ vac};$$

$$T_{o,2}(0,9) = T_{o,2}(1,4) \frac{1,4}{0,9} = 2050 \frac{1,4}{0,9} = 3189 \text{ vac}.$$

Коэффициенты готовности

$$K_{z,i}(l) = \frac{T_{o,i}(l)}{T_{o,i}(l) + T_{e,i}(L)};$$

$$K_{z,1}(0,9) = \frac{T_{o,1}(0,9)}{T_{o,1}(0,9) + T_{e,1}(1,4)} = \frac{172,7}{172,7 + 1,1} = 0,99367;$$

$$K_{z,2}(0,9) = \frac{T_{o,2}(0,9)}{T_{o,2}(0,9) + T_{e,2}(1,4)} = \frac{3189}{3189 + 4,2} = 0,99868.$$

В целом же для оценки надежности сети связи используется целый ряд показателей; например, наличие в заданных двухполюсных сетях путей связи, математическое ожидание числа этих путей, отношение числа исправных ребер к общему их числу и др. Основу этих показателей составляет лишь одни факт – наступление события либо связности, либо несвязности. В связи с этим в качестве показателя структурной надежности сети связи используется показатель, который в наибольшей степени, с одной стороны, отражает целевое предназначение сети, а с другой – позволяет осуществлять переход к оценке качества функционирования высших звеньев иерархии некоторой сложной системы, в контур управления которой сеть связи входит как составляющая. Таковым показателем оценки структурной надежности сети является вероятность связности [6].

Событие связности в двухполюсной сети наступает в том случае, если между выбранной парой вершин v_i и v_j существует хотя бы одна (или не менее одной) простая цепь. Условие наступления события связности в двухполюсной сети можно рассматривать как требование на установление связи, которое характеризуется вероятностью того, что в данном направлении связи будет существовать по меньшей мере n' путей передачи: $p = P(n \ge n')$, где n' – минимальное число простых цепей (маршрутов), которые должны существовать. При n' = 1 требование принимает традиционно привычный вид, когда под вероятностью связности p понимается вероятность существования не менее одной простой цепи.

Также требование на связность вершин v_i и v_j дополняется требованием на несвязность этих же вершин, которое характеризуется вероятностью несвязности q = P(n < n'). Данное требование на несвязность в двухполюсной сети трактуется так: "в заданной двухполюсной сети должно существовать не более n' простых цепей". Например, при традиционном требовании на связность $P(n \ge 1)$ требование на несвязность в этой же двухполюсной сети – P(n < 1), т. е. между v_i и v_j должно существовать не более нуля простых цепей (не должно существовать ни одной простой цепи).

Поскольку p и q являются полной группой событий, так как $P(n < n') + P(n \ge n') = 1$, то очевидно, что q = 1 - p.

Несмотря на кажущуюся необычность термина *требование на несвязность*, он широко используется. Во-первых, совершенно не принципиально, вероятность какого события рассчитывать [7]. Во-вторых, вычисление точных значений p либо q на реальных больших сложно разветвленных сетях связи труднодостижимо. Поэтому возникает задача по разработке методов приближенной оценки вероятности связности с управляемой погрешностью, в основу которых в качестве нижней и верхней оценок можно положить методы вычисления p и q. В-третьих, требования на связность и несвязность могут быть и более жесткими, что в сочетании со вторым доводом тем более усиливает потребность в понятии *требование на несвязность*.

Следует также заметить, что пара показателей коэффициент готовности K_2 и вероятность связности p по своей физической сущности являются достаточно близкими. Так, коэффициент готовности K_2 характеризует долю времени нормального функционирования сети связи, причем хотя бы одного пути в направлении связи. В свою очередь вероятность связности p при допустимости всего одного маршрута передачи сообщений описывает долю исходов, когда сеть нормально функционирует, при проведении серии испытаний. Если при этом учесть, что обычно надежность сети связи рассматривается (условно) в стационарном режиме, когда ее статистические характеристики неизменны, то можно предположить выполнимость свойства эргодичности для подобной сети. Следовательно, понятия «усреднение по времени» и «усреднение по ансамблю реализаций» для такой сети оказываются эквивалентными, что приводит к очевидному равенству $K_2 = p$. В дальнейшем практически всегда будет использоваться термин «вероятность связности», подразумевая при этом его эквивалентность понятию «коэффициент готовности».

Следует также отметить, что, согласно [2], коэффициент готовности канала электросвязи рассчитывается как вероятность связности между двумя конечными точками сети электросвязи.

Понятие *отказ* в частных случаях может быть применено и к многополюсной сети связи. Так, если многополюсная сеть обслуживает такую систему, которая работает только при сохранении связи обязательно со всеми полюсами, то при отказе связи хотя бы с одним из них фиксируется отказ всей системы (сети) связи. В качестве показателей надежности такой многополюсной сети целесообразно использовать те из них, которые рекомендованы для двухполюсной системы (сети) связи.

В общем случае применительно к многополюсной системе (сети) понятие *отказ* теряет практический смысл, так как одновременный выход из строя всех связей между всеми ее полюсами обычно маловероятен, а при нарушении связи с несколькими полюсами система продолжает выполнять свои функции, хотя и не в полном объеме. Однако это обстоятельство не означает, что многополюсная сеть не обладает свойством надежности. Если такое свойство присуще элементам, значит, оно непременно есть и у системы (сети) как единого целого. Несколько усложняются только конкретизация самого понятия *надежность многополюсной системы (сети)* и установление ее количественных показателей. Под надежностью многополюсной сети связи понимают ее свойство, обусловленное конечной надежностью линий (каналов), узловой аппаратуры и качеством управления, определяющее ее способность выполнять предусмотренные функции в установленном объеме в заданных условиях эксплуатации. Понятие в установленном объеме конкретизируется при проектировании системы (сети) или в процессе ее эксплуатации.

Надежность многополюсной сети часто характеризуют *матрицей надежности* $\mathbf{P} = \{p_{i,j}\}_{i,j=1,...,v}$, элементами $p_{i,j}$ которой являются показатели надежности связи (вероятность связности, коэффициент готовности и др.) на всех информационных направлениях системы, где v – число узлов в сети.

Главным недостатком матричной формы оценки надежности многополюсной сети является то, что по ней трудно сравнивать надежность двух многополюсных сетей. Действительно, пусть в матрице одной многополюсной сети выше значения одних элементов, а в другой – других. Какая же система лучше? Судить трудно. Преимущество одной системы заметно по матрицам надежности, когда все элементы ее матрицы больше элементов матрицы другой системы. Однако на практике такие случаи встречаются редко.

Учитывая, что многополюсную сеть, как правило, нельзя разделить на взаимонезависимые части, значения элементов в каждой матрице ее надежности более или менее взаимно коррелированы. Вместе с тем степень их корреляции – также важный показатель надежности. К примеру, в одной многополюсной сети все пять двухполюсных сетей взаимонезависимы, и их $p_{i,j} = 0.9$. В другой такой сети имеется общий элемент всех двухполюсных систем. Элементы матриц надежности обеих систем в этом случае одинаковы $p_{i,j} = 0.9$. Однако наличие общего элемента во второй системе снижает ее надежность. Этот элемент является узким местом системы, так как его отказ ведет к нарушению всех связей.

Отмеченные особенности матричной формы следует помнить при ее использовании для оценки надежности многополюсной сети. Поэтому более часто используют понятие *надежность многополюсной сети*, сходное с аналогичным понятием для двухполюсной. В этом случае событие связности в многополюсной сети наступает в том случае, если между любыми двумя вершинами существует хотя бы одна простая цепь, или, что эквивалентно, в сети существует хотя бы одно остовое дерево.

Список литературы

1. Надежность и живучесть систем связи / Б.Я. Дудник, В.Ф. Овчаренко [и др.]; под ред. Б.Я. Дудинка. М.: Радио и связь, 1984. 216 с.

2. ГОСТ Р 53111–2008. Устойчивость функционирования сети связи общего пользования. Требования и методы проверки. Введ. 2008–12–18. М.: Стандартинформ, 2009. 16 с.

3. Назаров А.Н., Сычев К.И. Модели и методы расчета показателей качества функционирования узлового оборудования и структурно-сетевых параметров сетей связи следующего поколения. М.: Физматлит, 2010. 401 с.

4. Батенков К.А. Особенности оценки качества функционирования сетей связи // Ресурсоэффективные системы в управлении и контроле: взгляд в будущее : сб. науч. тр. V Междунар. конф. школьников, студентов, аспирантов, молодых ученых. В 3 т. Т. 1 / Томск. политехн. ун-т. Томск: Изд-во Томск. политехн. ун-та, 2016. 256 с. С. 30–31.

5. Батенков К.А. Об анализе живучести сетей связи на основе вероятностного подхода // Неделя науки СПбПУ: материалы науч. конф. с междунар. участием. Ин-т физики, нанотехнологий и телекоммуникаций. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та. 2016. 534 с. С. 6–8.

6. Обоскалов В.П. Структурная надежность электроэнергетических систем: учеб. пособие. Екатеринбург: УрФУ, 2012. 194 с.

7. Филин Б.П. Методы анализа структурной надежности сетей связи. М.: Радио и связь, 1988. 208 с.

IP-ATC НА БАЗЕ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ASTERISK

Д. С. Милько, А. М. Голиков (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, ТУСУР E-mail: rts2_golikov@mail.ru

Современные технологии позволяют решить проблему коммуникации между сотрудниками на предприятии различными способами. Наиболее распространенным из современных способов коммуникации является установка и настройка телефонной IP-ATC в составе существующих сетей с коммутацией пакетов (рисунок 1). В данной статье представлен пример внедрения IP-ATC на базе программного обеспечения Asterisk в Ethernet-сеть с подробным алгоритмом действий для его корректной работы.

Особенностью телефонии в сетях с коммутацией пакетов является оцифровка речевой информации с последующим разделением на пакеты. Эта операция происходит в шлюзах, находящихся между IP сетью и телефонным аппаратом. В качестве выделенного канала для каждого абонента (шлюза и телефона) в аудитории было решено использовать персональные компьютеры со свободно распространяемым программным обеспечением для SIP-телефонии.

Выбор Asterisk был обусловлен тем, что является свободно распространяемым решением компьютерной телефонии с открытым исходным кодом, которое активно развивается и поддерживается тысячами людей со всей планеты [1].

Сеть аудитории содержит 10 персональных компьютеров с операционной системой Windows 7, объединенных в локальную сеть через маршрутизатор. Сетевые настройки маршрутизатора идентичны для каждого персонального компьютера в аудитории.

Загрузить последнюю версию Asterisk можно по прямой ссылке от разработчиков [2]. После установки Asterisk на персональные компьютеры необходимо произвести его настройку.

Операционная система Windows 7 на персональных компьютерах некорректно взаимодействует с Asterisk, что потребовало установки эмулятора операционной системы Linux (Cygwin), а также выбора загружаемых программных модулей. Выбор загружаемых программных модулей осуществляется редактированием файла «modules.conf» (рис. 2). В результате программные модули, некорректно взаимодействующие с Windows 7, были отключены.

Для корректного сетевого взаимодействия также необходимо добавить Asterisk в исключения брандмауэра Windows.



Рис. 1. Пример сети с коммутацией пакетов

Modules - Notepad File Edit Format View Help	_ 🗆 X
;! Generator: PBX Mana ;! [modules] autoload = yes load = res_monitor.so load = res_monitor.so load = res_features.so load = cha_celliax. noload = chan_celliax. noload = chan_capi.so noload = chan_tapi.so	ager 🔊
4	▼ ▶ //

Рис. 2. Результат настройки программных модулей

Взаимодействие с Asterisk осуществляется посредством ввода команд в командную строку программы. Для корректной работы требуется согласование для корректной работы со входящими и исходящими вызовами. Для этого файлы «sip.conf» и «extensions.conf» нужно отредактировать в соответствии с требованиями, представленными в [3] и [4] соответственно.

В качестве программного обеспечения для SIP-телефонии выбран свободно распространяемый софтофон X-Lite. Загрузить последнюю версию X-Lite можно по прямой ссылке от разработчиков [5]. Согласно [6], для настройки совместной работы X-Lite и Asterisk нужно назначить один из персональных компьютеров сервером и произвести его настройку. Затем последовательно на каждом персональном компьютере произвести настройку клиентов.

Серверному персональному компьютеру в качестве доменного IP-адреса (Domain) назначается тот же адрес, который за ним закреплен. В качестве идентификатора (User ID) можно использовать любое свободное в системе число.

Клиентские персональные компьютеры настраиваются аналогично, с указанием того же доменного IP-адреса. Таким образом, клиентские персональные компьютеры знают IP-адрес сервера.

По окончании настройки в консоли Asterisk для проверки прописывается команда «sip show peers», результатом которой будет вывод информации об абонентском окружении персонального компьютера.

В результате работы получена IP-ATC на базе программного обеспечения Asterisk, действующая в пределах аудитории 401 РК на персональных компьютерах с операционной системой Windows 7. Далее планируется ее настройка в качестве защищенной IP-ATC.

Для безопасного использования IP-АТС планируется:

- 1. Изменить логины и пароли для доступа к сетевым устройствам.
- 2. Изменить стандартные порты на любые незадействованные.
- 3. Запретить пользователю root доступ к Asterisk.
- 4. Настроить белый список ІР-адресов.
- 5. Установить лимит одновременных звонков.
- 6. Отключить ответ о неверном пароле.

Список литературы

1. Asterisk The Definitive Guide [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://asteriskdocs.org/

2. Current Version of Asterisk and Other Related Projects [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.asterisk.org/downloads (дата обращения: 23.02.2017).

3. Asterisk – The Open Source Telephony Project: Sip.conf [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://doxygen.asterisk.org/trunk/Config_sip.html (дата обращения: 23.02.2017).

4. Asterisk – The Open Source Telephony Project: Extensions.conf [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://doxygen.asterisk.org/trunk/Config_ext.html (дата обращения: 23.02.2017).

5. Настройка приложения X-Lite на Windows [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.telphin.ru/files/data/abonentam/instructions/x-lite_for_windows.pdf (дата обращения: 23.02.2017).

6. Настройка приложения X-Lite на Windows [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.telphin.ru/files/data/abonentam/instructions/x-lite_for_windows.pdf (дата обращения: 23.02.2017).

7. 9 правил, как защитить свой Asterisk [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://habrahabr.ru/company/myasterisk/blog/130325/ (дата обращения: 23.02.2017).

СИСТЕМА РАСПОЗНАНИЯ И СОПРОВОЖДЕНИЯ ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ ПО СИГНАЛАМ КАМЕР ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ

А. С. Никонов, А. М. Голиков (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, ТУСУР E-mail: rts2_golikov@mail.ru

Рассмотрена система распознания объектов по сигналам камер видеонаблюдения, осуществляющая обнаружение подвижных объектов в поле зрения одиночной камеры. Разработан программный комплекс для обработки видеоизображений, получаемых с камеры видеонаблюдения, в результате работы которого на исходном изображении будут распознаваться и выделяться большеразмерные движущиеся объекты, такие как люди и автомобили. Кроме этого, система должна быть способна игнорировать периодические движения, такие как качание деревьев на ветру, развивающиеся флаги и т. д. В системе предусмотрены методы снижения влияния шума и условий съемки.

Рассматриваются основные способы, которыми отделяют неподвижные объекты от объектов, перемещающихся в поле зрения камеры, их преимущества и недостатки. Кроме того, рассмотрены основные методы восстановления контуров подвижных объектов, что является нетривиальной задачей. Описываются методы и средства, при помощи которых разрабатывается программный комплекс для распознания движущихся объектов, в эксперименте, в котором проверялась работоспособность созданного программного комплекса. Вычитание фона – это наиболее широко распространенный в настоящее время подход к обнаружению движущихся объектов в видеоизображениях, полученных с помощью стационарной телекамеры. Суть таких методов заключается в попиксельном сравнении текущего кадра с шаблонным, который обычно называют моделью фона. Как правило, эта модель, представляющая собой описание сцены без движущихся объектов, должна регулярно обновляться, чтобы отражать изменения освещенности и геометрических параметров.

Рассмотрим видеопоследовательность, получаемую со стационарной телекамеры. Для каждого кадра этой последовательности нам необходимо построить двоичную маску изображения, в которой значение 1 соответствует переднему плану, а $0 - \phi$ ону. Обычно считается, что в течение *n* первых кадров в видеопоследовательности нет движущихся объектов. Это требование необходимо для корректного построения фоновой модели. Однако оно не всегда может быть выполнено, поэтому вместо него часто рассматривают так называемую динамическую модель фона, когда считается, что в *n* первых кадрах могут присутствовать движущиеся объекты (например, ветви деревьев, колышущиеся на ветру), но они не представляют интереса для проводимого анализа.



Рис. 1. Пример обработки изображения с помощью метода вычитания фона. А – исходное изображение; Б – двоичная маска; В – модель фона; Г – выделенный передний план

На рис. 1 приведен пример обработки видеопоследовательности с использованием метода вычитания фона.



Результаты эксперимента представлены на рис. 2.

Рис. 2. Сопровождение объекта (автомобиля)

В работе получены следующие теоретические результаты: проведен анализ методов предобработки видеоизображений; проведен анализ методов выделения переднего плана; проведен анализ методов распознания движущихся объектов; рассмотрены способы создания программ обработки сигналов, поступающих с камер видеонаблюдения; разработан программный комплекс для обработки сигналов, поступающих с камер видеонаблюдения.

Достигнуты следующие практические результаты: комплекс позволяет работать с видеоизображениями в трех различных режимах; в состав комплекса включен набор фильтров предобработки; в состав комплекса включен набор фильтров, позволяющий выбирать параметры фиксируемых объектов; комплекс способен обрабатывать видео с разрешением 1280×1024 пикселей и частотой 30 кадров в секунду; к разработанному комплексу разработана подробная инструкция; проведено испытание, показавшее работоспособность комплекса [1, 2].

Список литературы

1. Лукьяница А., Шишкин А. Цифровая обработка видеоизображений. М.: Ай-Эс-Эс Пресс, 2009. 511 с.

2. Логинов С.С. Система распознания объектов по сигналам камер видеонаблюдения: дипломный проект. Томск: ТУСУР, 2013. 160 с.
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ТЕМПЕРАТУРНЫХ ИЗМЕНЕНИЙ СПЕКТРА РАССЕЯНИЯ МАНДЕЛЬШТАМА – БРИЛЛЮЭНА В ОПТИЧЕСКОМ ВОЛОКНЕ, ЛЕГИРОВАННОМ ЭРБИЕМ¹

И.В.Богачков

Омский государственный технический университет 644050, г. Омск, пр. Мира, 11 E-mail: bogachkov@mail.ru

Приведены результаты экспериментальных исследований спектра рассеяния Мандельштама – Бриллюэна в одномодовом оптическом волокне, легированном эрбием, при изменениях температуры. Приведены графики, полученные с помощью бриллюэновского рефлектометра. Анализ результатов экспериментов выявил существенные отличия зависимостей, характерных для оптоволокна, легированном эрбием, от аналогичных зависимостей других разновидностей оптических волокон.

Своевременное обнаружение и устранение «проблемных» участков (участков с повышенным натяжением, изменённой температурой и т. п.) в оптических волокнах (ОВ) является важной задачей мониторинга и ранней диагностики волоконнооптических линий связи (ВОЛС) [1, 2].

Обычные оптические импульсные рефлектометры (OTDR) не в состоянии своевременно определить опасные изменения натяжения и температуры ОВ. Для решения этих задач необходимо применять метод бриллюэновской рефлектометрии [1–5].

Появление OB, легированного эрбием определенной концентрации, (EDF) позволило создать эрбиевые оптические усилители, получившие широкое распространение в настоящее время.

Представляет интерес изучение оптических свойств волокон этого вида при повышенной мощности вводимого излучения.

В основу метода бриллюэновской рефлектометрии положен анализ спектра вынужденного рассеяния Мандельштама – Бриллюэна (РМБ) в ОВ.

Спектральные компоненты РМБ света в ОВ обладают тем важным для практических применений свойством, что их частота ($f_{\rm B}$) смещена на величину, пропорциональную степени натяжения оптоволокна и его температуре [1–3].

РМБ приводит к образованию обратной волны в ОВ. Зондируя ОВ короткими импульсами и сканируя несущую частоту этих импульсов, можно найти распределение спектра рассеяния Мандельштама – Бриллюэна (СРМБ) вдоль ОВ.

Анализируя положение максимумов СРМБ ($f_{\rm B}$) в OB, можно определить характеристики натяжения вдоль OB [1–5].

Как известно, OB, легированное эрбием является основой эрбиевого оптического усилителя, который является важным элементом волоконно-оптических систем передачи с волновым уплотнением (WDM, DWDM и т. п.).

При введении в EDF излучения накачки от лазера повышенной мощности множество граничных электронов эрбия переходят от базового состояния на высокий энергетический уровень. При прохождении оптического сигнала с длиной волны 1.55 µm EDF частицы из метастабильного состоянии возвращаются на базовый уровень, что приводит к образованию фотонов, идентичные фотонам света сигнала. Это и приводит в итоге к усилению оптического сигнала.

Поскольку EDF могут иметь существенные различия в поведении характеристик СРМБ, представляет особый интерес исследование этих характеристик при различных уровнях мощности вводимого сигнала и изменениях температуры.

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках базовой части государственного задания в сфере научной деятельности (проект № 8.9334.2017/БЧ).

Свойства СРМБ ОВ некоторых других разновидностей (G.652, G.653, G.655, G.657), а также их зависимости от воздействий и температуры, были проанализированы в более ранних работах [3–5].

С целью изучения особенностей СРМБ в ОВ, легированного эрбием (EDF), были проведены экспериментальные исследования с бриллюэновским рефлектометром (BOTDR – Brillouin optical time-domain reflectometer) «Ando AQ 8603» при содействии ЗАО «Москабель-Фуджикура».

В первом эксперименте световод был составлен из ОВ нормализующей катушки (G.652 длиной 240 м + OB G.657 длиной 4 м), соединённого сваркой с OB-EDF (OB «НЕ-980» длиной 1 м), которое в свою очередь соединено с OB G.652 длиной 2 м.

На рис. 1 представлена 3D-BOTDR рефлектограмма, показывающая распределение СРМБ вдоль световода. Места стыков ОВ (сварных соединений) на рис. 1 хорошо заметны по резкому изменению СРМБ.



Рис. 1. 3D-BOTDR-рефлектограмма световода, содержащего EDF

На рис. 2 приведена мульти-рефлектограмма (зависимости по длине световода натяжения (Strain), профиля СРМБ, ширины СРМБ (B.S.W) и потерь (Loss)), соответствующая 3D-BOTDR рефлектограмме, показанной на рис. 1.

Анализ показывает, что максимум СРМБ (f_B) у EDF смещён на частоту 10.7 ГГц, при этом у OB-G.652 $f_B = 10.82$ ГГц, а у OB-G.657 $f_B = 10.83$ ГГц. Соответственно, натяжение EDF составило в среднем -0.3 %, в то время как натяжение OB-G.652 и OB-G.657 отличаются незначительно и составили в среднем -0.05 %.

На рис. 3 приведена развёрнутая зависимость потерь (Loss) вдоль световода при повышенном уровне мощности сигнала, вводимого в OB.

Из рис. 2 и рис. 3 хорошо заметен подъём («горб») примерно на 3 дБ на характеристике потерь. Максимум этого «горба» совпадает с серединой EDF (рис. 1 и 2) – на рефлектограммах расстояние составляет 245.5 м. Подобные эффекты у ОВ других разновидностей не наблюдались. Мощность излучения накачки для EDF, используемого в EDFA, соизмерима с порогом проявления РМБ.

При максимальной мощности излучения («High»), вводимого в OB, в начале исследуемого участка уровень сигнала составлял 43.5 дБ, подъём наблюдался до уровня 40.9 дБ. При изменении уровня мощности сигнала, вводимого в OB, данные эффекты (подъём характеристики на графике потерь на 3 дБ на расстоянии, которое соответствует середине EDF) сохранялись. При нормальном уровне вводимого сигнала («Norm») уровень сигнала в начале исследуемого участка составлял 43.0 дБ, а подъём наблюдался до уровня 40.0 дБ. При сниженном уровне сигнала («Low») этот уровень снизился до 41.7 дБ, а подъём наблюдался до уровня 38.5 дБ.



Рис. 2. Мульти-рефлектограмма световода, содержащего EDF



Рис. 3. Развернутая зависимость потерь вдоль световода, содержащего EDF

Средние значения $f_{\rm B}$ и натяжений OB не изменились.

В других экспериментах световод был составлен из ОВ нормализующей катушки (G.652 длиной 240 м), соединённого сваркой с OB-EDF (OB «HE-980» длиной 0.7 м), которое в свою очередь соединено с OB G.657 длиной 15 м. На концах EDF была сформирована петля, включающая 1.5 м OB-G.652 с одной стороны и 1.5 м OB-G.657 с другой стороны, которая помещалась в камеру охлаждения или нагрева. Малая длина EDF не позволила бы достичь чёткого разделения характеристик участков с изменённой температурой, как это удалось сделать в экспериментах с другими видами OB [3–5].

На рис. 4 представлена 3D-BOTDR рефлектограмма, показывающая распределение СРМБ вдоль световода при комнатной температуре (+25 °C).

На рис. 5 показана 3D-BOTDR рефлектограмма при нагреве сформированной петли до +130 °C, а на рис. 6 представлен соответствующий развёрнутый график натяжения в месте нагрева. На рефлектограммах хорошо заметны характерные изменения на участках, температура которых существенно повысилась.



Рис. 4. 3D-BOTDR-рефлектограмма световода, содержащего EDF, при комнатной температуре (+25 °C)



Рис. 5. 3D-BOTDR-рефлектограмма световода с EDF при нагреве участка до +130 °C



Рис. 6. Развернутая зависимость натяжения вдоль световода с EDF при нагреве участка до +130 °C

Как видно из рис. 5 и рис. 6, на нагретых участках OB наблюдается смещение максимума СРМБ ($f_{\rm B}$) по оси частот в сторону увеличения частоты. Максимум СРМБ

($f_{\rm B}$) у EDF сместился на частоту 10.79 ГГц, при этом у OB-G.652 $f_{\rm B}$ = 10.92 ГГц, а у OB-G.657 $f_{\rm B}$ = 10.95 ГГц. Натяжение EDF увеличилось до -0.14 %, в то время как натяжение OB-G.652 и OB-G.657 увеличилось до 0.14 % и до 0.18 % соответственно.

Для сравнения на рис. 7 показана аналогичная зависимость натяжения при охлаждении петли до -10 °C. На охлажденных участках ОВ наблюдается смещение максимума СРМБ (f_B) по оси частот в сторону уменьшения частоты. Максимум СРМБ (f_B) у EDF сместился на частоту 10.67 ГГц. Натяжение EDF уменьшилось до -0.35 %.



Рис. 7. Развернутая зависимость натяжения вдоль световода с EDF при охлаждении участка до -10 °C

Таким образом, при изменении температуры от -10 °C до +130 °C бриллюэновский сдвиг частоты (f_B) для EDF изменился от 10.67 ГГц до 10.79 ГГц, при этом натяжение EDF изменилось от -0.35 % до -0.14 %. Как и для волокон различных типов, рассмотренных в работах [3–5], в EDF наблюдалась линейная зависимость f_B и соответствующих характеристик натяжения.

Полученные результаты выявили существенные отличия зависимостей СРМБ EDF. На характеристиках потерь наблюдается подъем уровня на 3 дБ на расстоянии, соответствующем середине участка с EDF. Для участков, расположенных после участка, содержащего EDF, наблюдается снижение уровня регистрируемого сигнала.

Температурные характеристики натяжения и $f_{\rm B}$ у EDF проходят выше соответствующих характеристик волокон G.653 (DSF) и G.655 (NZDSF), но ниже аналогичных характеристик G.657 и G.652 [3–5].

В дальнейшем предполагается исследование более длинного EDF, а также EDF при наличии излучения накачки.

Список литературы

1. Богачков И.В., Горлов Н.И. Методы и средства мониторинга и ранней диагностики волоконнооптических линий передачи. Омск: Изд-во ОмГТУ, 2013. 192 с.

2. Листвин А.В., Листвин В.Н. Рефлектометрия оптических волокон связи. М.: ЛЕСАРарт, 2005. 208 с.

3. Bogachkov I.V., Ovchinnikov S.V., Maystrenko V.A. Applying of Brillouin Scattering Spectrum Analysis for Detection of Distributed Irregularities in Optic Fibers and Estimation of Irregularities Parameters // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON) 2013. Krasnoyarsk: Siberian Federal University, 2013. P. 1–3.

4. Богачков И.В. Исследования характеристик рассеяния Мандельштама – Бриллюэна в оптических волокнах с различными законами дисперсии // Т-сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Т. 10. № 11. С. 40–45.

5. Богачков И.В. Экспериментальные исследования температурных зависимостей спектра бриллюэновского рассеяния в оптических волокнах различных видов // Динамика систем, механизмов и машин. Омск: ОмГТУ, 2016. Т. 2. С. 171–178.

ОБНАРУЖЕНИЕ УЧАСТКОВ С ИЗМЕНЁННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ В ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКНАХ¹

И. В. Богачков, А. И. Трухина

Омский государственный технический университет 644050, г. Омск, пр. Мира, 11 E-mail: bogachkov@mail.ru

Приведены результаты исследований влияния изгибов и микроизгибов оптических волокон на рефлектограммы, полученные с помощью бриллюэновского рефлектометра. Рассмотрены проблемы обнаружения несанкционированного доступа к волоконно-оптическим линиям связи. Проанализированы возможности метода бриллюэновской рефлектометрии при обнаружении участков с изменёнными оптическими характеристиками.

Своевременное обнаружение и устранение «проблемных» участков в оптических волокнах (OB) является важной задачей мониторинга и ранней диагностики волоконнооптических линий связи (ВОЛС). Под «проблемными» участками понимаются участки OB с изменённой температурой, изменённым натяжением, изгибы и микроизгибы OB, участки с несанкционированным доступом (НСД) к OB [1, 2].

По сравнению с другими линиями связи ВОЛС имеют высокую степень защищенности информации от НСД, что связано с физическими принципами распространения оптического сигнала в ОВ. При нормальных условиях оптическое излучение может выходить за пределы сердечника ОВ на расстояния не более длины волны, поэтому вне ОВ электромагнитное поле практически отсутствует [3, 4]. Защитные оболочки и элементы конструкции оптического кабеля (ОК) также существенно ослабляют боковое излучение, поэтому для НСД необходимо нарушить целостность внешней защитной оболочки ОК для непосредственного доступа к ОВ. Несмотря на большие затраты и сложность, НСД к ОВ возможен, хотя для формирования канала утечки информации требуется непосредственный физический контакт с ОВ.

Способы съема сигнала из ВОЛС по виду подсоединения можно разделить на безразрывные и разрывные, а также на локальные и протяженные [3, 4].

В безразрывном локальном способе несанкционированного доступа выполняется линзовая фокусировка вытекающих мод на изгибе волокна, аналогично применению в аппаратах для сварки OB и юстировки.

Устройства разрывного НСД требует временного выключения ВОЛС, что может сигнализировать о наличии самого доступа.

По способам регистрации излучения разновидности съема сигнала из ОВ разделяют на пассивные, активные и компенсационные [4].

В пассивных способах НСД для регистрация излучения используются участки с повышенным уровнем бокового излучения. Такие способы обладают более высокой скрытностью, так как лишь незначительно меняют параметры распространяющегося по ОВ излучения, но имеют низкую чувствительность.

При помощи активных способов (вдавливание зондов в оболочку, шлифование и растворение оболочки, механическое и термическое деформирование ОВ и т. п) с помощью специальных средств, меняющих параметры сигнала в ВОЛС, можно вывести через боковую поверхность ОВ излучение значительной мощности. Однако при этом происходит изменение параметров распространяющегося в ОВ излучения (уровень мощности в канале, модовая структура излучения), что может быть обнаружено.

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках базовой части государственного задания в сфере научной деятельности (проект № 8.9334.2017/БЧ).

Появление побочных оптических излучений с боковой поверхности ОВ происходит, в основном, из-за преобразования направляемых мод в вытекающие за счет локальных изменений оптических характеристик на нерегулярностях ОВ (микроизгибах и макроизгибах) при распределенных и локальных воздействиях на ОВ [3, 4].

Протяженный безразрывный съем информации возможно также осуществить на пологом изгибе волокна OB под воздействием низких температур, поскольку при низких температурах происходит изменение коэффициентов преломления OB, в результате чего в сердцевине повышается уровень рассеяния [3, 4]. При растягивающем воздействии также можно достичь изменения показателя преломления OB.

Таким образом, необходимо обеспечить контроль попыток НСД к ВОЛС и их фиксацию с целью предотвращения съема передаваемой информации.

Рассмотренные выше методы вносят определённые потери и обладают обратным рассеянием света в местах сформированного канала утечки, что позволяет обнаруживать НСД с помощью метода оптической рефлектометрии [3–5].

Для обнаружения и устранения рассмотренных выше способов НСД в ВОЛС, как и обнаружения неисправностей OB, могут использоваться системы удаленного контроля OB (RFTS – remote fiber test systems), основанные на методе обратного рассеяния, который положен в основу работы оптических импульсных рефлектометров (OTDR – optical time domain reflectometer). RFTS позволяют обеспечить автоматическое обнаружение, точную локализацию на географической карте местности и индикацию возникшей неисправности в ВОЛС. Кроме того, изменение рефлектограмм относительно эталонных (появление новых «событий», изменение уровня отраженного сигнала и т. п.), позволяет сделать предположение о возможном НСД к ВОЛС.

Для обеспечения долголетней надежной работы ВОЛС необходимо не только осуществлять своевременный контроль за целостностью ОВ ВОЛС, но и обнаруживать «проблемные» участки ВОЛС, имеющие повышенные механические напряжения или температурные отличия [1, 7, 8].

Наличие продольных механических натяжений ОВ ВОЛС порядка 0.2 % и более может привести к существенному сокращению срока службы ОК. Для ОК связи, проложенных под землей, даже небольшие деформации грунта (из-за просадки канализационных коммуникаций, инженерных сооружений и т. п.), могут привести к возникновению механических напряжений в ОВ, находящихся внутри проложенных ОК [1, 7].

Температурные изменения в ОВ также могут сигнализировать о появлении «проблемного» участка ВОЛС. Например, повышение температуры какого-либо участка ВОЛС может наблюдаться при прорыве теплотрассы в месте прокладки ОК, а в зимнее время, наоборот, может наблюдаться понижение температуры участка ВОЛС из-за появления трещин в почве или иных разрушений на трассе прокладки ОК [8].

Своевременное обнаружение подобных участков позволяет принять необходимые меры по устранению проблемы до разрушения ВОЛС.

Для решения задач обнаружения механических натяжений в OB и участков OB с измененной температурой в настоящее время можно использовать брюллиэновские рефлектометры (BOTDR – Brillouin optical time-domain reflectometers), принцип работы которых основан на анализе спектра рассеяния Мандельштама – Бриллюэна (РМБ), которое наблюдается при введении в OB сигнала повышенной мощности [1–3].

Системы мониторинга OB, построенные с использованием обычных OTDR, не способны решить эту задачу [1, 5].

Кроме того, как было отмечено выше, существуют способы съёма информации из OB, основанные на охлаждении, растяжении участка OB, создании изгиба, акустических воздействиях на OB. В этом случае желательно применение BOTDR в системе мониторинга, хотя пока широкое распространение BOTDR ограничено в связи с их высокой стоимостью. Как будет показано ниже, BOTDR чувствителен к изгибам OB.

РМБ приводит к образованию обратной волны в OB, поэтому, зондируя OB короткими импульсами и сканируя несущую частоту этих импульсов, можно найти распределение спектра РМБ (СРМБ) вдоль OB и частоту максимального сигнала СРМБ, которая называется бриллюэновским сдвигом частоты (f_B). Анализируя СРМБ в OB и определив поведение f_B , можно понять картину распределения натяжений в нем [1, 2].

С целью изучения особенностей поведения СРМБ в ОВ от различных факторов были проведены экспериментальные исследования с BOTDR «Ando AQ 8603» с различными ОВ при содействии ЗАО «Москабель–Фуджикура».

Экспериментальные исследования, результаты которых представлены ниже, проводились с обычным одномодовым OB (G.652).

Экспериментальные исследования влияний поперечных смещающих и раздавливающих воздействий были описаны ранее в [6], исследования влияния продольных растягивающих сил – в [7].

Обнаружение участков OB различных видов с изменённой температурой, температурные зависимости СРМБ и натяжения рассмотрены в работах [8].

В первом рассматриваемом ниже эксперименте было исследовано влияние изгиба ОВ на СРМБ и характеристики натяжения ОВ.

На рис. 1 представлен СРМБ ОВ с изгибом и без изгиба в 5 м от конца ОВ (3).



Рис. 1. Проявление изгиба ОВ на BOTDR-рефлектограмме

Из рефлектограммы видно, что BOTDR обнаруживает изгиб OB, но это происходит, в основном, из-за резкого изменения уровня отраженного сигнала.

Во втором эксперименте было исследовано влияние изгибов ОВ на СРМБ и характеристики натяжения ОВ при периодическом воздействии (при намотке ОВ на катушку). На рис. 2 представлена картина СРМБ ОВ с изгибом, причем оптоволокно за изгибом находится в процессе намотки на катушку.

Место точечного механического поперечного воздействия на катушку с OB хорошо заметно на рис. 2 по периодическим выбросам на графике СРМБ.

Таким образом, в рассмотренных случаях BOTDR смог обнаружить проблемный участок (зафиксировать место воздействия).

Как и при поперечных нагрузках порядка 0.2 Н, приводящих к микроизгибам, наблюдается существенное изменение картины СРМБ из-за падения уровня отраженного сигнала, и рефлектограмма в месте изгиба начинает напоминать обрыв OB [3, 6].



Рис. 2. BOTDR-рефлектограмма при периодическом воздействии на OB

В третьем эксперименте изучалось влияние диаметра изгиба ОВ на СРМБ.

На рис. 3 представлены изменения на BOTDR рефлектограмме в зависимости от диаметра изгиба OB. Место изгиба представляло собой полукруг определенного диаметра в 2 м от конца OB. Исследования показали, что уменьшение диаметра изгиба менее 25 мм становится заметным на рефлектограмме за счет уменьшения амплитуды и изменения крутизны наклона характеристики в зависимости от диаметра изгиба.



Рис. 3. BOTDR-рефлектограмма в месте изгибов ОВ

На рис. 4, кроме изменений BOTDR-рефлектограммы от диаметра изгиба, показаны изменения в случае микроизгиба OB. Место микроизгиба (3 м от конца OB) представляло собой полукруг диаметром изгиба 1 мм, сформированный на стержне соответствующего диаметра. Микроизгиб также хорошо заметен на рефлектограмме.

Как видно из рис. 3 и рис. 4, изгибы и микроизгибы ОВ хорошо заметны на BOTDR-рефлектограммах.

Метод бриллюэновской рефлектометрии позволяет осуществлять раннюю диагностику ОВ ВОЛС, обнаруживать НСД и устранять проблемы в ОВ на ранней стадии.

BOTDR способен обнаружить «проблемный» участок (как с измененной температурой, так и с некритически измененным натяжением) и оценить степень натяжения OB, в то время как OTDR таких участков не обнаруживает [1, 5].

Изгибы и микроизгибы также обнаруживаются BOTDR, но для получения итоговых зависимостей необходимы дополнительные исследования. Особый интерес в этом случае представляет исследование OB с малой чувствительностью к изгибам (G.657). Современные проблемы радиоэлектроники. 2017



Рис. 4. BOTDR-рефлектограмма при изгибах и микроизгибе OB

Список литературы

1. Богачков И.В., Горлов Н.И. Методы и средства мониторинга и ранней диагностики волоконнооптических линий передачи. Омск: Изд-во ОмГТУ, 2013. 192 с.

2. Bogachkov I.V., Ovchinnikov S.V., Maystrenko V.A. Applying of Brillouin Scattering Spectrum Analysis for Detection of Distributed Irregularities in Optic Fibers and Estimation of Irregularities Parameters // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON) 2013. Krasnoyarsk: Siberian Federal University, 2013. P. 1–3.

3. Богачков И.В., Горлов Н.И., Трухина А.И. Исследование влияний изгибов оптических волокон на спектр бриллюэновского рассеяния // Сб. докладов І-й Всерос. науч.-практ. конф. «Оптическая рефлектометрия – 2016». Пермь, 2016. С. 17–19.

4. Богачков И.В., Трухина А.И. Повышение эффективности обнаружения каналов утечки в оптических волокнах // Сборник трудов VI Междунар. конф. по фотонике и информационной оптике. М.: НИЯУ МИФИ, 2017. С. 362 – 363.

5. Богачков И.В., Горлов Н.И. Совместные испытания оптических импульсных рефлектометров различных видов для ранней диагностики и обнаружения «проблемных» участков в оптических волокнах // Тр. XIII-й междунар. науч.-техн. конф. IEEE АПЭП. Новосибирск, 2016. Т. 3. Ч. 2. С. 141–145.

6. Богачков И.В., Майстренко В.А. Экспериментальные исследования поперечных деформаций оптических волокон // Электросвязь. 2016. № 5. С. 55–59.

7. Bogachkov I.V., Maistrenko V.A. Search of Mechanical Stressed Sections in Fiber Optical Communication Lines Based on Brillouin Backscattering Spectrum Analysis // Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies 2015. Vol. 8. Issue 7. Krasnoyarsk, 2016. P. 878–889.

8. Богачков И.В. Экспериментальные исследования температурных зависимостей спектра бриллюэновского рассеяния в оптических волокнах различных видов // Динамика систем, механизмов и машин: Мат. Х Междунар. IEEE науч.-техн. конф. Омск: Изд-во ОмГТУ, 2016. Т. 2. С. 171–178.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИ ПРОСТРАНСТВЕННО-ЧАСТОТНОМ РАЗДЕЛЕНИИ С НЕОРТОГОНАЛЬНЫМ РАЗНЕСЕНИЕМ НЕСУЩИХ ЧАСТОТ

А. А. Чаплыгина, В. А. Кологривов (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40 E-mail: nasty_94_8@mail.ru E-mail: kologrivow@gmail.com

Представлены результаты исследования помехоустойчивости пространственно-частотного разделения с не ортогональными несущими. Представлена функциональная модель многоантенной технологии передачи данных, описана методика модельного исследования помехоустойчивости системы передачи в условиях воздействия шумов и фединга канала. Представлены результаты модельного исследования.

С большим ростом потоков информации в настоящее время требуются создавать системы связи, обеспечивающие наиболее высокую скорость передачи с высоким качеством обслуживания. При этом возникают проблемы электромагнитной совместимости систем радиосвязи и распределения частотного диапазона для радиосистем. Возникает потребность в разработке и усовершенствовании методов обработки сигналов, которые позволят более рационально использовать доступный частотный диапазон.

Одним из методов решение указанных задач стало применение уплотнения каналов передачи. Для повышения спектральной эффективности используется уменьшение частотного разноса каналов передачи $\Delta \omega$ и переход к неортогональным многочастотным сигналам с сохранением классических методов модуляции/демодуляции [1–3]. При этом на приемной стороне решается задача разделения каналов, а эффективность разделения зависит от начального разноса частот. Разнесение несущих определяет эффективность использования частотного диапазона, в связи с этим в литературе уплотнение и разнесение рассматривают совместно. При построении цифровой системы передачи информации обычно учитываются как экономия частотного диапазона, так и помехоустойчивость системы. В настоящее время широко используется ортогональное частотное разнесение каналов при передаче данных по каналам связи, но для экономии частотного ресурса стали применять неортогональный разнос несущих в системах передачи информации. При этом стает вопрос об улучшении помехоустойчивости систем.

Один из методов повышения помехоустойчивости систем является пространственное разнесение. Классический подход к данной реализации метода разнесения состоит в использовании одного передатчика и несколько разнесенных в пространстве приемных антенн (технология SIMO (Single Input – Multiple Output)) с последующим весовым суммированием с целью повышения качества связи [4]. Но более эффективным методом повышения помехоустойчивости является использование многоантенной технологии MIMO (Multiple Input – Multiple Output), при которой каждое участвующее в обмене данными устройство будет иметь несколько антенн. При использовании данной технологии решается задача разделения сигналов.

Условия проведения модельного исследования

Для проведения модельного исследования использована упрощенная функциональная модель многоантенной технологии с пространственно-частотным кодированием (см. рис. 1). В модели реализована BPSK модуляция с возможностью исследования технологий SISO, SIMO, MISO и MIMO.

Исследования проводились в относительных единицах времени и частоты. Длина бита сигнальных последовательностей полагалась равной $\tau = 1$. Длительность модель-

ного эксперимента составляла 10^3 бит. Круговые частоты несущих колебаний составили $\omega_1 = 10 \cdot \pi$ и $\omega_2 = 11 \cdot \pi$. Измерение соотношения сигнал/шум проводились в два этапа – при отключенных шумах и федингах каналов и при их подключении. Ошибки при SIMO и MIMO снимались с дисплея детектора ошибок после обработки сигналов двух приемников.

Описание модели

На рис. 1 представлена упрощённая функциональная схема многоантенной системы с BPSK-модуляцией.



Рис. 1. Упрощенная структурная схема многоантенной системы с BPSK-модуляцией: ГНЧ1 и ГНЧ2 – генераторы несущих частот; ГПСП1 и ГПСП2 – источники информации; ПФ – полосовой фильтр; ПРС – пороговая решающая схема; РФ – регенератор формы; Д – дисплей детектора ошибок

Источники информации выдают псевдослучайные информационные последовательности данных, которые умножаются на несущие частоты своего канала, суммируются с модулированной информацией второго канала и поступают на усилители с коэффициентом усиления $K = 1/\sqrt{2}$ и на антенны. При исследовании технологии SISO коэффициент усиления устанавливается равным K = 1. Далее располагается многолучевый канал распространения между передающими и приемными антеннами с некоррелированными федингами и шумами. На каждой приемной антенне суммируются сигналы двух передающих антенн (см. рис. 1). На приемном конце принятые сигналы разветвляются на два канала обработки, поступают на полосовые фильтры, а затем в преобразователе умножаются на свои несущие частоты. После чего поступают на ФНЧ, где отфильтровываются высокочастотные составляющие. Далее следуют пороговые решающие блоки схемы регенерации формы принятых битов. На дисплеях отслеживаются ошибки приема системы. Измерение соотношения сигнал/шум производится на входах пороговых решающих схем (точки A, B, C, D).

В результате исследования системы передачи были сняты показания детекторов ошибок и мощности сигналов и сигналов с шумами и рассчитаны отношения сигнал/шум по формуле:

Секция «Телекоммуникации, интеллектуальные сети»

$$SNR = \frac{S}{N},\tag{1}$$

где *S* – мощность сигнала; *N* – мощность шума.

Исследовалась система при использовании только двух каналов и для случаев SISO, MISO, SIMO и MIMO. Результаты исследования представлены в таблице, где σ_F , σ_N – дисперсии фединга и шума каналов распространения.

Таблица

Результаты исследование системы на помехоустойчивость

Технология	Ошибки	SNR, дБ
SISO $\sigma_F = 1/8; \ \sigma_N = 0.70$	1	5.29
SIMO $\sigma_F = 1/8; \ \sigma_N = 3.50$	1	3.94
MISO $\sigma_F = 1/8$; $\sigma_N = 1.75$	1	8.01
MIMO $\sigma_F = 1/8$; $\sigma_N = 6.00$	1	4.96

Из табл. 1 видно, что при использовании технологии SIMO имеется выигрыш по помехоустойчивости в 1.5 дБ. Технология MISO имеет наихудшую помехоустойчивость, а технология MIMO имеет сходную помехоустойчивость с технологией SISO.

Заключение и рекомендации

Из модельных экспериментов следует, что неортогональный разнос несущих при пространственно частотном кодировании по технологии МІМО не эффективен из-за частичной коррелированности близких несущих (влияния разностного продукта приема несущих).

Единственно перспективной в данном случае является использование технологии SIMO дающей выигрыш по помехоустойчивости порядка 1.5 дБ при вероятности битовой ошибки 10⁻³.

Список литературы

1. Завьялов С.В. Повышение спектральной эффективности многочастотных неортогональных сигналов: автореф. дис. ... канд. техн. наук. СПб.: ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный политехнический университет», 2015. 18 с.

2. Завьялов С.В. Повышение спектральной эффективности многочастотных неортогональных сигналов: дисс. ... канд. техн. наук. СПб.: ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный политехнический университет», 2015. 161 с.

3. Макаров С.Б., Завьялов С.В. Повышение помехоустойчивости когерентного приема неортогональных многочастотных сигналов // Научно-технические ведомости СПбГПУ. 2014. № 2' (193). С. 45– 54.

4. Банкет В.Л., Незгазинская Н.В., Токарь М.С. Методы пространственно-временного кодирования для систем радиосвязи // Цифровые технологии. 2009. № 6. С. 5–16.

ВЫЯВЛЕНИЕ МАКСИМУМОВ НАПРЯЖЕНИЯ СВЕРХКОРОТКОГО ИМПУЛЬСА ВДОЛЬ МИКРОПОЛОСКОВОЙ С-СЕКЦИИ С ПОМОЩЬЮ ГЕНЕТИЧЕСКИХ АЛГОРИТМОВ

Р. Р. Газизов, Т. Т. Газизов

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, ул. Ленина, 40 E-mail: ruslangazizow@gmail.com

Показана актуальность исследования особенностей распространения сверхкоротких импульсов (СКИ) и локализации максимумов сигнала вдоль связанных линий. Проведено моделирование СКИ в форме трапеции, распространяющегося в микрополосковой С-секции, при изменении его длительности с использованием оптимизации генетическими алгоритмами. Выполнены вычисления для 12 различных комбинаций количества особей и поколений. Выявлен и локализован наибольший максимум напряжения, в 1,55 раза превышающий амплитуду сигнала на входе.

Связанные линии достаточно хорошо изучены и исследованы [1, 2]. Однако особенности явлений, происходящих при значительном увеличении взаимной связи между проводниками, изучены недостаточно. Выявление и локализация максимумов сигнала в связанных линиях важны, поскольку могут быть полезны для выявления и локализации мест возможных паразитных взаимовлияний, излучений и восприимчивости, чтобы своевременно принять меры по их устранению для обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС). Другим применением может быть определение мест установки датчиков контроля полезных сигналов или мониторинга помеховых сигналов, обеспечивающих требуемую чувствительность, что также важно для повышения помехозащищенности и надежности радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) [3].

Для таких исследований целесообразно использовать компьютерное моделирование вместо измерений. Это связано с необходимостью вычисления форм сигнала в большом числе точек вдоль каждого проводника сложных структур. Другой причиной является искажение сигнала входным импедансом измерителя.

Для анализа межсоединений печатных плат широко используют квазистатический подход, так как схемотехнический анализ не всегда позволяет получить результаты достаточной точности, а электродинамический требует значительных вычислительных затрат. Теоретические основы квазистатического вычисления отклика для произвольной схемы из отрезков многопроводных линий передачи (МПЛП) описаны в работах [4, 5]. На основе данной теории разработаны алгоритмы вычисления временного отклика [6], которые позволяют выполнить вычисления значений токов и напряжений только в узлах схемы.

Основные выражения и алгоритм, позволяющие вычислить значения тока и напряжения в заданной координате вдоль каждого проводника отрезка МПЛП для произвольной схемы, на основе которых усовершенствовано вычисление временного отклика в системе TALGAT, приведены в [3]. В этой же работе выполнено исследование двухвитковой микрополосковой меандровой линии, показавшее необходимость более тщательного исследования. Поэтому был рассмотрен один виток, называемый С-секцией [7], в диапазоне параметров [8]. Однако в этой работе изменялись лишь геометрические параметры исследуемой линии, и исследование локализации максимумов сверхкороткого импульса (СКИ) вдоль этой С-секции при изменении его длительности не проводилось. Между тем оно актуально для повышения быстродействия и помехоустойчивости РЭА. Так, для повышения быстродействия уменьшаются длительности полезных сигналов, тогда как длительности помеховых сигналов также становятся все более короткими. Так как вычисление максимумов СКИ может оказаться затратным по времени, а вариантов длительности СКИ может быть весьма большое количество, то целесообразно использование эволюционных алгоритмов, а именно генетических алгоритмов (ГА). Известно, что использование ГА в задачах электродинамики и распространения радиоволн получило большое распространение среди исследователей [9].

Цель данной работы – исследовать влияние длительности СКИ на его локализацию вдоль микрополосковой С-секции на основе ГА.

В качестве исследуемой структуры выбрана микрополосковая С-секция, включенная в тракт 50 Ом, с длиной полувитков (l) по 27 мм (рис. 1). Ширина проводника (w) – 0,489 мм, толщина проводника (t) – 0,1 мм, толщина диэлектрика (h) – 0,3 мм, расстояние между проводниками (s) – 0,2445 мм, d=2*w, диэлектрическая проницаемость (ε_r) – 4.



Рис. 1. Схема включения (а) и поперечное сечение (б) микрополосковой С-секции

В данной работе в качестве воздействия выбран СКИ в форме трапеции амплитудой Э.Д.С. 1 В. Оптимизировались длительности фронта, плоской вершины и спада СКИ, изменяемые в диапазоне от 1 нс до 10 пс, чтобы найти такие параметры длительности СКИ, при которых его локализованный максимум будет наибольшим. Таким образом, максимальная общая длительность импульса была 3 нс (U_1), а минимальная – 0,03 нс (U_3). Для наглядности формы импульсов из границ диапазона, а также одного (U_2), с общей длительностью 0,3 нс (при условии, что длительности фронта, вершины и спада по 0,1 нс), представлены на рис. 2. Выбор именно таких границ диапазона обусловлен тем, что таким образом рассматриваются не только полезные сигналы, но и помеховые.



Рис. 2. Формы граничных (U_1 и U_3) импульсов воздействий и одного внутри диапазона (U_2)

Моделирование специально выполнено без учета потерь, чтобы они не ослабляли влияние факторов, увеличивающих амплитуду сигнала. Для визуального отображения изменения форм сигнала в доступной авторам системе TALGAT на принципиальной схеме указывались начальный узел A и конечный узел B (рис. 1, *a*). Каждый полувиток C-секции делился на 20 сегментов, в каждом из которых вычислялись формы напряжений.

Выполнены вычисления для 12 разных комбинаций числа особей и поколений, однако подробные результаты представлены лишь для наименьшего и наибольшего числа поколений. В табл. 1 указаны результаты оптимизации для 5 запусков, а в табл. 2 – для 50, в обоих случаях выполнялось по 5 попыток вычислений для каждой комбинации. Использовалась простая версия ГА, при которой коэффициент мутации – 0,1, а коэффициент кроссовера – 0,5.

Число особей	3				
	Запуск 1	Запуск 2	Запуск 3	Запуск 4	Запуск 5
Время вычисления, с	46,334	47,522	43,315	44,825	44,922
Длительность фронта, нс	0,397	0,7950	0,041	0,2510	0,292
Длительность спада, нс	0,545	0,0798	0,890	0,2490	0,280
Длительность вершины, нс	0,434	0,1320	0,610	0,0719	0,604
Максимум, В	0,533744	0,550227	0,567118	0,558223	0,544094
Число особей			5		
Время вычисления, с	74,580	75,277	77,004	88,994	78,820
Длительность фронта, нс	0,0207	0,0151	0,0586	0,0441	0,0667
Длительность спада, нс	0,8850	0,9420	0,4320	0,5610	0,0216
Длительность вершины, нс	0,5640	0,3910	0,2720	0,4490	0,6680
Максимум, В	0,568974	0,570994	0,562589	0,569056	0,651572
Число особей			10		
Время вычисления, с	161,960	171,855	155,718	157,996	157,624
Длительность фронта, нс	0,4750	0,0954	0,6710	0,5760	0,3120
Длительность спада, нс	0,0156	0,0661	0,0131	0,0225	0,0139
Длительность вершины, нс	0,0803	0,0193	0,4870	0,1810	0,0592
Максимум, В	0,73286	0,586532	0,723455	0,661289	0,752767

Результаты оптимизации для 5 поколений

Таблица 2

Таблица 1

Резу	льтаты	оптимизации	лпя	50	поколений
1 00	JIDIGIDI	onningann	20101	~ ~	monomoni

Число особей	3				
	Запуск 1	Запуск 2	Запуск 3	Запуск 4	Запуск 5
Время вычисления, с	330,146	325,305	536,512	317,127	324,700
Длительность фронта, нс	0,1590	0,1880	0,0934	0,1090	0,2890
Длительность спада, нс	0,0114	0,0124	0,0127	0,0134	0,0129
Длительность вершины, нс	0,0904	0,0808	0,2320	0,2080	0,0441
Максимум, В	0,77413	0,77469	0,774218	0,77998	0,768803
Число особей			5		
Время вычисления, с	834,93	533,43	712,71	528,13	534,81
Длительность фронта, нс	0,8680	0,1790	0,2790	0,1950	0,2160
Длительность спада, нс	0,0112	0,0126	0,0114	0,0148	0,0125
Длительность вершины, нс	0,9970	0,0864	0,0253	0,0789	0,0408
Максимум, В	0,718390	0,761616	0,762400	0,761450	0,761310
Число особей	10				
Время вычисления, с	1330,98	1387,59	1109,54	1063,09	1094,63
Длительность фронта, нс	0,219	0,0437	0,01860	0,1740	0,2000
Длительность спада, нс	0,010	0,0112	0,00101	0,0147	0,0161
Длительность вершины, нс	0,132	0,1970	0,01320	0,1520	0,1180
Максимум, В	0,76399	0,76576	0,767100	0,760506	0,760377

На рис. 3, a показана зависимость наибольших вычисленных максимумов, в пределах одной комбинации, от количества вычислений, а на рис. 3, δ – зависимость времени вычислений от их количества.



Рис. 3. Зависимость максимальных значений напряжения (*a*) и общего времени вычислений (б) от количества вычислений (*n*)

Из рис. 3, *а* видно, что при увеличении числа вычислений, значение максимума напряжения постепенно увеличивается. На рис. 3, δ приведена зависимость общего времени вычислений от их количества. Проверим сходимость полученных значений. На рис. 4, *а* представлен график сходимости полученных максимумов напряжений при разном количестве вычислений. Из рис. 4, *а* видно, что наибольшее значение максимума напряжения появляется при *n* = 153 на запуске 4. Формы напряжений при оптимизированных параметрах приведены на рис. 4, δ .



Рис. 4. График сходимости максимумов напряжения (*a*) при количестве вычислений (*n*) и формы напряжений (*б*), полученные при *n* = 153

Выявлен максимум напряжения 0,779 В, локализованный в сегменте 3 второго полувитка. Амплитуда локализованного максимума превышает максимальную амплитуду сигнала на входе в 1,55 раза. Неучет подобного рода превышений напряжения может негативно сказаться на корректной работе оборудования, в котором эта С-секция будет установлена. Использование оптимизации с помощью ГА позволило уйти от полного перебора и найти наиболее точные параметры СКИ для выявления наибольшего значения максимума напряжения вдоль витка С-секции.

Таким образом, в результате работы выявлены пиковые значения напряжения СКИ вдоль проводников микрополосковой С-секции и соответствующие параметры длительности СКИ. Выполнены вычисления для 12 различных комбинаций количества особей и поколений и представлены их результаты. Локализован наибольший максимум напряжения СКИ, в 1,55 раза превышающий амплитуду СКИ на входе и выходе. Полученные результаты показывают актуальность вычислений форм напряжений и токов вдоль проводников связанных линии передачи, а также выявления и локализации максимумов амплитуд напряжений и токов. Можно предположить, что при наличии подобных структур в печатных платах больших размеров с высокой плотностью трассировки превышения напряжения вызовут значительные паразитные взаимовлияния или излучения.

Математическое моделирование выполнено в рамках выполнения государственного задания №8.9562.2017/БЧ Минобрнауки России. Вычислительный эксперимент выполнен за счет гранта Российского научного фонда (проект №14-19-01232) в ТУСУРе.

Список литературы

1. Регулярные и нерегулярные многосвязные полосковые и проводные структуры и устройства на их основе: анализ, синтез, проектирование, экстракция первичных параметров: моногр. / Н.Д. Малютин [и др.]. Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. 168 с. ISBN 978-5-86889-593-7.

2. Регулярные и нерегулярные многосвязные полосковые и проводные структуры и устройства на их основе: расчет первичных параметров, импульсные измерения характеристик: моногр. / Н.Д. Малютин [и др.]. Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. 218 с. ISBN 978-5-86889-604-4.

3. Газизов Р.Р., Заболоцкий А.М., Орлов П.Е. Локализация максимумов сигнала в многопроводных линиях передачи печатных плат с помощью системы TALGAT // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. 2015. № 4 (38). С. 147–150.

4. Achar R., Nakhla M.S. Simulation of high-speed interconnects // Proceedings of the IEEE. 2001. Vol. 89. № 5. P. 693–728.

5. Djordjevic A.R., Sarkar T.K. Analysis of time response of lossy multiconductor transmission line networks // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1987. Vol. 35. № 10. P. 898–907.

6. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Временной отклик многопроводных линий передачи. Томск: Томск. гос. ун-т, 2007. 152 с.

7. Zysman G.I., Jonson A.K. Coupled transmission line networks in an inhomogeneous dielectric medium // IEEE Trans, on MTT. 1969. Vol. MTT-17. № 10. P. 753–759.

8. Газизов Р.Р., Заболоцкий А.М., Газизов Т.Т. Исследование максимума напряжения сверхкороткого импульса в микрополосковой меандровой линии при изменении ее геометрических параметров // Технологии электромагнитной совместимости. 2016. № 3 (58). С. 11–17.

9. Goudos K., Kalialakis C., Mittra R. Evolutionary Algorithms Applied to Antennas and Propagation: A Review of State of the Art // Hindawi Publishing Corporation International Journal of Antennas and Propagation Volume 2016, Article ID 1010459. 12 p.

ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ ПРОЕКТОВ СТРОИТЕЛЬСТВА ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ЛИНИЙ СВЯЗИ НА ВОЗДУШНЫХ ЛИНИЯХ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧ

Я. В. Михайленко

Общество с ограниченной ответственностью «НэтТелеКом» 660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 66а, оф. 0-12 E-mail: yvm@nettelecom.biz

Описаны технические решения по строительству ВОЛС на ВЛ., указаны их преимущества по сравнению с альтернативными вариантами. Подробно отражены основные задачи администрирования, структурирования и формирования проектной команды. Оценены внутренние и внешние риски реализации проектов и приведены рекомендации по их минимизации.

Энергетические компании рассматривают сотрудничество с операторами связи по строительству (подвесу) волоконно-оптических линий связи на линиях электропередач (далее – ВОЛС на ВЛ) как уже успешно зарекомендовавшую себя практику. Это сотрудничество позволяет энергетикам активно развивать собственную технологическую связь, эффективно используя средства. Исходя из практики использования и опыта эксплуатации, можно сделать вывод об определенном удобстве и надежности применения ВОЛС, построенных с использованием инфраструктуры электроэнергетики, не только для решения коммерческих «телекоммуникационных» задач, таких как передача голоса, данных, видео, но и для успешного применения в области технологической связи, телемеханики и РЗА [1]. Строительство ВОЛС позволит реализовать элементы программы повышения надежности и наблюдаемости объектов электроэнергетики и в целом повысит надежность обслуживания потребителей, в том числе услуг мобильной связи и Интернета.

Преимущества строительства ВОЛС на ВЛ по сравнению с другими решениями: относительно короткий срок строительства, широкая полоса пропускания, обеспечивающая возможность передачи сигналов электросвязи со скоростью до 10 Гбит/с и выше (при использовании оптических волокон со смещенной дисперсией – до 20 Гбит/с), низкий уровень потерь на распространение сигналов, позволяющий осуществлять их передачу без регенерации на расстояния до 150–200 км; нечувствительность к электромагнитным помехам.

За право прохода по ЛЭП компании – заказчики предоставляют собственникам линии свободные «неосветленные» волокна в пользование, кроме этого, в ходе строительства ВОЛС часто производится замена старого и, как правило, уже ветхого грозозащитного троса линий электропередачи, что, в свою очередь, повышает надежность электроснабжения. В то же время, помимо сотрудничества по совместному подвесу, энергетические компании строят также собственные ВОЛС, как на новых энергетических объектах, так и при плановых реконструкциях уже существующих. Кроме этого, энергетиками могут оказываться услуги сторонним организациям по техническому обслуживанию и аварийно-восстановительным работам на ВОЛС сторонних организаций, расположенных на ВЛ.

Основным преимуществом ВОЛС проходящей в грозозащитном тросе ЛЭП (далее – ОКГТ), по сравнению с ВОЛС проложенной в земле и ВОЛС построенной с использованием самонесущего оптического кабеля (далее – ОКСН), является высокая надежность линии связи, а значит и низкая аварийность – в среднем не более одного аварийного случая в год.

При отсутствии возможности замены грозозащитного троса на линиях высокого класса напряжения (35–220 кВ, иногда до 330 кВ) часто применяют подвес с использо-

ванием ОКСН, что является менее надежным, но приемлемым и более дешевым решением. Меньшая надежность компенсируется сравнительной простотой проведения технического обслуживания и аварийно-восстановительных работ, по сравнению с ВОЛС, построенными на ОКГТ. Кроме этого, в отдельных случаях (в частности, на коротких участках) допускается монтаж ОКСН без использования тягово-тормозных машин. Работы проводятся «вручную» с использованием автомобильных лебедок.

Также, успешно реализовываются проекты, когда на ВЛ монтируется две ВОЛС, т. е. одновременно ОКГТ и ОКСН. Примером такого решения может служить построенная в Красноярском крае и уже введенная в конце 2016 г. в эксплуатацию линия ВЛ 220 кВ «Раздолинская–Тайга», инвестором строительства которой выступила золотодобывающая группа «Полюс». Обе ВОЛС были запланированы еще на этапе проектирования данной ВЛ.

Существует альтернативный способ прокладки волоконно-оптического кабеля по ЛЭП, без необходимости замены грозозащитного троса и вывода линии из работы. Волоконно-оптический кабель равномерно наматывается вокруг существующего грозозащитного троса специальной навивочной машиной-роботом. Навивочная машина может перемещаться по грозозащитному тросу как с помощью радиоуправляемого самодвижущегося механизма (РСМ), так и вручную, с помощью специальной лебедки. Для перехода навивной машины через опоры ЛЭП применяется специальное подъемное устройство. Навитый на грозозащитный трос волоконно-оптический кабель способен противостоять любым воздействиям окружающей среды, включая всевозможные погодные явления: гололед, ветровую нагрузку, перепады температур, а также токи короткого замыкания на линии, удары молний, вибрацию, клевки птиц и другие. Однако в России, технология навивки волоконно-оптического кабеля на грозозащитный трос не получила широкого распространения.

В процессе планирования и принятия решения по выбору технологии строительства ВОЛС на ВЛ следует учитывать и принимать во внимание различные факторы, такие как конструкция, класс напряжения и состояние ВЛ, географические особенности региона, климат, желательное время проведения работ, вопросы связанные с последующем гарантийным обслуживанием, общую стоимость проекта и др.

Следует отметить, что проекты по строительству ВОЛС могут выполняться как комплексно, «под ключ», например по модели ЕРС/ЕРСМ для крупных контрактов, так и могут быть разбиты по функциональному участию. Проектно-изыскательские работы (ПИР) – может выполнять одна организация (проектный институт), поставку материалов и оборудования – другая, строительно-монтажные работы (СМР) – соответственно, третья. Крупные проекты могут в свою очередь быть разбиты на участки, так называемые Пусковые комплексы (примером могут служить реализованные проекты по строительству ВОЛС от г. Москвы до г. Находки по линиям ПАО «ФСК ЕЭС», заказчиком и инвестором которых выступило АО «Ростелеком»). В данной статье рассмотрим именно комплексную реализацию, как наиболее отражающую все особенности управления.

В состав работ и поставок по проекту строительства ВОЛС входят:

преддоговорные работы, так называемая стадия «PreSale» («пресейл») (создание резюме проекта и оценка рисков проекта, оформление технико-коммерческого предложения, презентация заказчику, защита коммерческого предложения перед заказчиком, организация закупочных процедур и подписание договора строительства ВОЛС, организация предварительных изысканий и создание эскизного проекта, разработка и утверждение у Заказчика Технического Задания);

ПИР (предпроектные изыскания, создание проектной и рабочей документации, согласование с собственниками инфраструктуры, согласование с заказчиком проектной и рабочей документации, организация проведения экспертизы);

«логистическая» и подготовительная стадии (закупка, хранение и доставка материалов и оборудования на площадки строительства, входной контроль кабельной продукции, организация доставки и проживания персонала, доставка средств механизации, снабжение ГСМ, подготовка и согласование ППР (проекта производства работ) и графика производства работ);

СМР и измерительные работы (в том числе монтаж арматуры, муфт и промежуточные измерения смонтированных участков);

пуско-наладочные работы, приемосдаточные испытания и сдача в эксплуатацию заказчику (организация подключения кроссирующего и оконечного оборудования, проверка качества сигнала всей ВОЛС, предоставление Исполнительной документации (ИД), организация сдачи работ приемо-сдаточной комиссии);

финальная стадия, включающая в себя передачу ВОЛС собственнику и финансовый анализ выполненного проекта.

Для реализации каждого проекта используется матричная форма организации, таким образом, участники проектной команды подотчетны двум руководителям руководителю (менеджеру) проекта и функциональному руководителю [2].

В случае если реализация проектов ВОЛС является одним из видов деятельности организации (не основным), как правило, для непосредственного осуществления формируется команда проекта, созданная на основании предыдущего опыта, с учетом ранее реализованных проектов и необходимым вкладом каждого участника проекта.

Команда состоит из определенного количества участников, это могут быть: менеджер или руководитель проекта, проектировщики (для Авторского надзора), инженер-измеритель, который может осуществлять, в том числе функции Технического надзора, специалист по подготовке ИД. Дополнительно могут быть привлечены: специалисты по закупкам (в случае реализации «под ключ»), экономисты, сметчики, юристы. Пример организационной структуры приведен на рис. 1.



Рис. 1. Пример организационной структуры команды проекта

Реализация компанией проекта всегда связана с определенным риском. При планировании стратегии выполнения работ по проекту очень важно знать факторы, источники, формы проявления и методы оценки хозяйственного риска, что является условием его предотвращения. Планирование рисков включает в себя оценку и анализ качественных и количественных характеристик рисков. Очень важным моментом является то, что риск сам по себе не обязательно подразумевает потерю. В некоторых случаях он означает и получение большей прибыли. Риск – это неожиданное изменение запланированных действий и результатов этих действий. В таблице приведены возможные внешние и внутренние риски.

Таблица

34	2	-	D11	D
N⁰	Описание риска	Приоритет	Эффект	Рекомендации
				по уменьшению
1	Внешние риски			
1.1	Задержка поставок материалов	Высокий	Задержка выполнения проекта	Контроль поставок, фиксация штрафов за опоздания
1.2	Несогласование ПД и работ с собст- венником инфраструктуры (ЛЭП)	Высокий	Задержка/ прекращение выполнения проекта	Своевременное согласование, на- лаживание партнерских отношений
1.3	Возникновение дополнительных ра- бот (напр. проведение дополнитель- ных расчетов, усиление фундаментов и опор)	Средний	Повышение стоимости бюджета	Своевременное и качественное проведение изысканий
1.4	Повышение стоимости кабеля и мате- риалов, недостаточное качество мате- риалов	Средний	Повышение стоимости бюджета	Своевременная организация заку- пок, использование сертифициро- ванной продукции
1.5	Несоответствие технических характе- ристик проекта (в случае, когда ПИР проводятся сторонней организацией)	Средний	Задержка выполнения проекта/ затраты на перепроектировку	Предварительный анализ ПД
1.6	Недостаточные темпы выполнения работ, плохое качество выполнения, срыв сроков (в случае, когда СМР проводятся сторонней организацией)	Средний	Задержка выполнения проекта	Предварительный анализ субпод- рядных организаций
1.7	Непредоставление отключений со стороны собственника ВЛ (при необ- ходимости снятия напряжения)	Средний	Задержка выполнения проекта	Своевременное согласование гра- фика отключений
1.8	Невозможность проведения СМР в связи с погодными условиями	В зависимости от региона строи- тельства ВОЛС и времени года	Задержка выполнения проекта	Планирование работ в соответствии с погодными условиями
2	Внутренние риски			
2.1	Отпуска сотрудников	Низкий	Задержка выполнения проекта	Разработка политики преемствен- ности/ наследования (дублирова- ния) функций персонала
2.2	Узкая специализация сотрудников в проектах и проблемы с их заменами на период отпусков и в случае уволь- нения	Средний	Задержка выполнения проекта	Разработка политики преемствен- ности/ наследования (дублирова- ния) функций персонала
2.3	Неоптимальные бизнес-процессы	Средний	Временные и финансо- вые потери	Переход на проектное планирова- ние
2.4	Неквалифицированное отношение к обязанностям	Средний	Задержка выполнения проекта	Разработка внятной политики мо- тивации
2.5	Неопределенность (непрозрачность) мотивации со стороны персонала	Средний	Задержка выполнения проекта, недостаточно высокое качество вы- полнения	Разработка внятной политики мо- тивации
2.6	Непрозрачность политики мотивации со стороны компании	Средний	Задержка выполнения проекта, недостаточно высокое качество вы- полнения	Разработка внятной политики мо- тивации
2.7	Отсутствие достаточной профессио- нальной квалификации	Средний	Недостаточно высокое качество выполнения	Повышение квалификации (курсы, семинары), покупка более квали- фицированных ресурсов
2.8	Отсутствие достаточных выделенных ресурсов	Высокий	Задержка выполнения проекта	Покупка ресурсов
2.9	Временные задержки по поиску пер- сонала в случае замены	Средний	Задержка выполнения проекта	Разработка политики преемствен- ности/ наследования (дублирова- ния) функций персонала

Риски проекта

В завершении следует отметить, что каждый проект по строительству любой ВОЛС по-своему уникален и требует серьезного технико-экономического анализа, включая анализ внутренних рисков. Случай, когда для строительства используется энергетическая инфраструктура, следует рассматривать, как самый сложный по реализации (особенно, когда применяется ОКГТ) и достаточно сильно зависимый от внешнего воздействия (внешних рисков). Однако ВОЛС на ВЛ являются более надежным, а зачастую- и более удобным и практичным решением, по сравнению с ВОЛС, реализованными, к примеру, путем прокладки в грунт.

Список литературы

1. Бойко А.С., Михайленко Я.В. Строительство волоконно-оптических линий связи методом замены грозозащитного троса ЛЭП и частный случай их применения в релейной защите // Журнал научных публикаций аспирантов и докторантов. 2010. № 9 (51). С. 116–120.

2. Бурчакова М.А., Чернова В.А., Киселева М.А. Управление проектом строительства волоконно-оптической линии связи // Молодой ученый. 2015. № 24. С. 402–405.

АНАЛИЗ РЕЖИМОВ КЛАСТЕРИЗАЦИИ ПКС-КОНТРОЛЛЕРА ОРЕNDAYLIGHT

С. П. Осетров, С. В. Галич

Институт приоритетных технологий ΦГАОУ ВО «Волгоградский государственный университет» 400062, г. Волгоград, пр-т Университетский, 100 E-mail: volsu.tks@mail.ru

Одной из проблем программно-конфигурируемых сетей является наличие единой точки отказа в виде контроллера, выполняющего операции по управлению сетью. В статье на примере популярного ПКС-контроллера с открытым исходным кодом OpenDaylight и его коммерческих версий рассмотрены существующие режимы реализации кластера, а также процесс синхронизации состояний между узлами кластера. Обозначена потенциальная проблема увеличения сетевой задержки при использовании кластерного режима.

Под программно-конфигурируемыми сетями (далее ПКС) понимают концепцию построения сети, при которой функции передачи трафика отделены от функций управления сетью, реализуемых на отдельном сервере – ПКС-контроллере. Контроллер является «мозгом» сети и представляет собой программно-аппаратную платформу управления сетью, взаимодействующую с коммутационным оборудованием при помощи различных протоколов, в частности получившим наибольшее распространение протоколом OpenFlow.

Для ведущих мировых провайдеров применение ПКС уже стало привычным делом: их используют Google, Amazon, Microsoft, Deutsche Telecom, Orange, Telefonica и другие. Первое практическое внедрение ПКС в России реализовывается силами трёх компаний: Центр прикладных исследований компьютерных сетей (ЦПИКС), ООО «Сервионика» и ПАО «Ростелеком». «Большая четверка» операторов мобильной связи также заявляла об интересе к ПКС [1]. Внимание операторов к этим технологиям связано с поиском возможностей преодоления ограничений текущей бизнес-модели и новых способах получения дохода, таких как Интернет вещей, технологии blockchain. Внедрение принципов ПКС позволяет провайдерам повысить гибкость, масштабируемость и производительность сетей, что в свою очередь даёт возможность значительно сократить время вывода на рынок новых видов услуг.

Но несмотря на то что процесс тестирования и ознакомления с данной технологией идет полным ходом, многие операторы и корпоративные структуры все еще полны скептицизма относительно ПКС и не спешат с ее внедрением. В [2] автором отмечается ряд существенных проблем ПКС, среди которых замедленная коммуникация между плоскостями данных и управления по каналу связи. Действительно, указанный недостаток имеет экспериментальное подтверждение. Так, согласно [3], средняя задержка сети, управляемой посредством ПКС-контроллера с поддержкой протокола OpenFlow составляет 0,241 с, а сети, построенной по традиционным принципам – 0,162 с (при одинаковых используемых гибридных коммутаторах).

Еще одним существенным недостатком концепции ПКС [2] является наличие единой точки отказа в виде контроллера. В случае отсутствия связи между контроллером и устройствами сети, либо же выходе из строя самого контроллера, управляемые им устройства сети мгновенно превращаются в неработающую структуру. Для операторов связи и больших компаний, которым необходима стабильная сеть для работы с большими объемами данных, данный недостаток может оказаться особенно критичным. Поэтому необходимо организовать отказоустойчивость такой структуры.

Решить эту проблему можно путем организации кластера ПКС-контроллеров, т. е. логическим объединением нескольких физических серверов. Важно, что не все сущест-

вующие ПКС-контроллеры имеют механизм кластеризации, так каждый контроллер заготовлен под конкретную сферу применения. Рассмотрим кластеризацию на примере ПКС-контроллера с открытым исходным кодом OpenDaylight, на базе которого крупные вендоры разработали собственные версии контроллеров. В [4] представлен анализ характеристик нескольких коммерческих контроллеров, которые представляют собой уже готовое решение для построения сети: Brocade SDN controller, Cisco Open SDN Controller, Ericsson SDN controller, Extreme Networks OneController, HPE ContexNet, Huawei Agile Controller. Из перечисленных контроллеров только Extreme Networks OneController не поддерживает механизм кластеризации. Все контроллеры поддерживают протокол OpenFlow 1.3, поэтому рассмотрим далее реализацию кластера согласно спецификации протокола данной версии [5].

Если кластер контроллеров управляет одним коммутатором, то возможны два режима работы:

- Равноправный (Equal): в данном случае все контроллеры имеют доступ к коммутатору на чтение/запись. Стоит отметить, что при таком режиме необходима синхронизация.

- Ведущий/ведомый (Master/Slave): в этом случае выбирается один ведущий контроллер, а остальные контроллеры являются ведомыми.



Рис. 1. Кластерная архитектура с 3 равноправными контроллерами ПКС (режим Equal)

Рассмотрим кластерную архитектуру с тремя синхронизированными контроллерами ПКС (рис. 1). Различные сетевые услуги (например, сервис передачи, управление доступом к сети и т. д.) работают в контроллерах, а их сетевые состояния хранятся в сетевой базе данных состояний NSDB (Network state database). Чтобы обеспечить высокую масштабируемость (рис. 1), NSDB разделяется на три раздела (то есть P1, P2, P3) и состояния сети хранятся в этих разделах. В дополнение, для обеспечения высокой доступности, каждый контроллер имеет копии двух разделов и все копии равномерно распределены между тремя контроллерами ПКС. Поскольку поддерживается синхронизация между каждыми двумя однородными копиями, кластер обеспечивает постоянную информацию состояния сети. В то же время, устройство в плоскости данных (OpenFlow-коммутатор) имеет несколько соединений (например, с ведущим и ведомым контроллерами), а также логические схемы управления устройством, и при неисправности одного из контроллеров кластер восстанавливает мастер подключение для устройств и выполняет балансировку нагрузки путем координации основных соединений.

Рассмотрим кластер контроллеров OpenDaylight в режиме ведущий/ведомый (рис. 2). Каждый контроллер управляет подмножеством топологий. Сведения о состоянии сетевой топологии хранятся в распределенном хранилище данных (Distributed Data Store). Для синхронизации данных о состоянии сети между контроллерами в кластере используется алгоритм Raft [6] В алгоритме Raft определены два типа копии разделов хранилища данных (Data Store): главная, которая принимает на себя все операции чтения и записи, и ведомая, являющаяся копией главной и не выполняющая каких-либо операций чтения / записи. Запросы на чтение / запись состояния топологии могут быть обработаны только главной копией в ODL 1 (рис. 2). Если ODL 2 контроллер получил запросы на чтение топологии В, он копирует соответствующие сведения о состоянии топологии, хранящиеся в главной копии ODL 1, и отвечает на запрос. Если, например, в топологии С произошли изменения, то ODL 3 переправляет соответствующий запрос на главную копию в ODL 1. После этого главная копия запрашивает согласование обновлений от ведомых копий. Таким образом, согласованность в топологии состояния между копиями гарантирована все время работы OpenDaylight.

Для того чтобы обнаружить неисправность кластера, контроллеры ODL обмениваются т.н. heartbeat-сообщениями, которые позволяют периодически следить за состоянием каждого компонента кластера. Когда контроллер, который содержит главную копию раздела, выходит из строя, доступ к данным в разделе запрещен во время отсутствия главной копии. Если главная копия недоступна в течение заранее определенного временного интервала, от подконтрольных устройств отправляются запросы ведомым копиям для инициализации процедуры выбора новой главной копии.



Рис. 2. Кластерная архитектура с одним ведущим контроллером и двумя ведомыми (режим Master/Slave)

Механизм кластеризации позволяет обеспечить необходимую отказоустойчивость в ПКС. Однако, в сравнении с одним ПКС-контроллером, кластер контроллеров может оказать влияние на задержки в сети, поскольку возникает необходимость в синхронизации между контроллерами и балансировке нагрузки. Соответственно, задержка на обработку пакетов потенциально может вырасти, что может отрицательно сказаться на качестве предоставляемых услуг оператором связи. Поэтому необходимы дальнейшие исследования данного механизма для оценки задержек и определения оптимальной конфигурации контроллерного кластера, позволяющей обеспечивать высокий уровень надежности в совокупности с качеством предоставления услуг абонентам сети.

Список литературы

1. «Ростелеком»осваиваетSDN[Электронныйресурс].URL:http://www.comnews.ru/content/102788/2016-07-11/rostelekom-osvaivaet-sdn (дата обращения: 05.03.2017)

2. Егоров В.Б. Некоторые вопросы практической реализации концепции SDN // Системы и средства информатики. 2016. Т. 26. № 1. С. 109–120.

3. Малахов С.В., Тарасов В.Н., Карташевский И.В. Теоретическое и экспериментальное исследование задержки в программно-конфигурируемых сетях // Инфокоммуникационные технологии. 2015. № 4. С. 409–413.

4. Аналитический обзор коммерческих ПКС-контроллеров на основе OpenDayLight [Электронный ресурс] / С.В. Галич, М.С. Деогенов, А.О. Пасюк, Е.С. Семенов // Огарев-онлайн. 2016. № 18. URL: http://journal.mrsu.ru/arts/analiticheskij-obzor-kommercheskix-pks-kontrollerov-na-osnove-opendaylight (дата обращения: 05.03.2017)

5. OpenFlow Switch Specification version 1.3.0 [Электронный ресурс]. URL: https://www.opennetworking.org/ (дата обращения: 05.03.2017)

6. Ongaro D., Ousterhout J. In Search of an Understandable Consensus Algorithm // Proc. USENIX Annual Technical Conference (ATC) 2014. Philadelphia, PA, June 2014.

СКРЕМБЛИРОВАНИЕ АУДИОСИГНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

В. А. Тихонов, А. М. Голиков (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, ТУСУР E-mail: rts2_golikov@mail.ru

Рассмотрен метод скремблирования данных на основе быстрого вейвлет-преобразования. Вейвлетпреобразование является средством многомасштабного анализа, позволяющим рассматривать исследуемый сигнал с различными масштабами. В результате проведенного исследования установлено, что вейвлет-преобразование позволяет выполнить как частотное, так и временное скремблирование одновременно, что повышает крипто стойкость. Восстановленный сигнал в достаточной степени соответствует исходному.

Вейвлет-преобразование является средством многомасштабного анализа, позволяющим рассматривать исследуемый сигнал с различными масштабами: «через микроскоп, невооруженным взглядом, через бинокль». Подобное представление сигнала позволяет анализировать динамику изменения сигнала в зависимости от масштаба и взаимодействия событий на мелких масштабах, перерастающие в крупномасштабные.

Вейвлеты, будучи функциями времени, имеют свое частотное представление или Фурье-образ. Частотное представление вейвлетов имеет важное значение и в определении фильтрующих свойств вейвлет-преобразований, и быстрого вейвлет-преобразования, основанного на пирамидальном алгоритме Малла (Mallat algorithm) [1] и прореживании спектра вейвлетов по частоте. В соответствии с частотным подходом к вейвлет-преобразованиям частотная область вейвлетов может быть разбита на две составляющие – низкочастотную и высокочастотную. Таким образом, Фурье-образ $\psi(\omega)$ можно представить реализацией двух фильтров: низкочастотного и согласованного с ним высокочастотного фильтра. Их частота раздела равна половине частоты дискретизации сигнала. Низкочастотный фильтр дает частотный образ для аппроксимации (грубого приближения) сигнала, а высокочастотный фильтр – для его детализации.



Рис. 1. Диадный вейвлет-спектр одиночного модулированного импульса с шумом

Секция «Телекоммуникации, интеллектуальные сети»



Рис. 2. Диадный Вейвлет-спектр фиксированных масштабирующих коэффициентов одиночного модулированного импульса с шумом

Дискретное вейвлет-преобразование исходного сигнала получается путем объединения вейвлетных коэффициентов всех уровней преобразования и присоединения к ним скейлинговых коэффициентов последнего уровня. В этом случае число коэффициентов равно числу отсчетов в исходном сигнале. Общее число доступных масштабов равно $\log_2 N$.



Рис. 3. Блок-схема одного шага итерационной процедуры полосового вейвлет-анализа и синтеза сигнала на основе вейвлет-фильтрации

Число операций умножения, необходимое для вычисления всех коэффициентов дискретного вейвлет-преобразования для массива данных N и длины векторов h и g, равной L, будет 2LN. Столько же операций нужно выполнить, чтобы восстановить или вычислить все спектральные компоненты. Следовательно, для анализа–синтеза сигнала s(t) в вейвлетном базисе необходимо выполнить 4LN операций. Число же операций комплексного умножения для БПФ равно $Nlog_2N$, что сравнимо или даже больше, чем в случае дискретного вейвлет-преобразования.

В работе для записи аудиосигнала использовались встроенные средства программы MatLab. Изначально для записи голосового сообщения необходимо знать состояние системы и ID подключенных устройств. Зная параметры системы, возможно произвести запись аудиосигнала с помощью встроенных в MatLab функций.

В результате выполнения программы на экран будет выведен график, отображающий записанные аудиоданные (рис. 4).



Рис. 4. Записанные аудиоданные

Быстрое вейвлет преобразование сигнала благодаря своим частотно-временным свойствам вейвлет-преобразование предоставляет широкий спектр возможностей для работы с различного рода сигналами. Помимо классического применения в виде фильтрации и сжатия, вейвлет преобразования являются удобным аппаратом для работы с сигналами в области информационной безопасности. Например, вейвлет преобразование достаточно часто упоминается в различных разделах стеганографии. Так же на основе БВП возможно выполнить сокрытие аудио информации одновременно во временной и частотной области. Для выполнения быстрого вейвлет-преобразования был разработан следующий программный код.

На рис. 5 изображено разложение и восстановление аудиосигнала при помощи БВП с использованием симлета 4.



Рис. 5. Быстрое вейвлет-преобразование примененное к аудиосигналу

Скремблирование сигнала используется для того чтобы скрыть информацию в аудиосигнале, достаточно перемешать коэффициенты различных уровней разложения между собой по определенному алгоритму. Благодаря свойствам вейвлет-спектра подобное воздействие на вейвлет-коэффициенты приведет к изменению сигнала как в частотной, так и во временной области. В программе MatLab декомпозиция сигнала представлена в следующем виде (рис. 6).

Как видно из рис. 6, на выходе имеется вектор вейвлет-коэффициентов составленный из коэффициентов на всех уровнях, последовательным приписыванием каждого уровня к предыдущему начиная с минимального. Данный вид представления позволяет выполнить перемежение вейвлет коэффициентов простым переобозначением индексов массива. В дальнейшем восстановив из перемешанного спектра сигнал, получается заскремблированные аудиоданные как в частотной, так и во временной области. Для перемежения коэффициентов спектра быстрого вейвлет-преобразования и последующего восстановления скремблированного сигнала был разработан следующий программный код.



Рис. 6. Результат выполнения БВП в MatLab

При выполнении данного кода были получены следующие результаты.



Рис. 7. Разложение на уровне d1



Рис. 8. Разложение на уровне d4

При этом полученный сигнал не похож на исходной в достаточной степени, чтобы говорить о защищенности информации (рис. 9).

Для восстановления исходного сигнала скремблированный сигнал подвергается быстрому вейвлет преобразованию. Полученные коэффициенты вейвлет-спектра по алгоритму, обратному скремблирующему, перемешиваются, для получения исходного спектра. На основании полученного спектра происходит восстановление сигнала (рис. 10).

На рис. 11 представлено *разложение* на уровне d4, как видно восстановленный спектр довольно точно повторяет исходный.



Рис. 9. Исходный и заскремблированный сигналы



Рис. 10. Исходный, заскремблированный и восстановленный сигналы



Рис. 11. Исходный, заскремблированный и восстановленный уровни разложения d4

В результате проведенного исследования установлено, что вейвлет-преобразование позволяет выполнить как частотное так и временное скремблирование одновременно, что повышает крипто стойкость. Восстановленный сигнал в достаточной степени соответствует исходному, при практических исследования и должном навыке возможно полное восстановление сигнала без искажений.

Список литературы

1. Яковлев А.Н. Введение в вейвлет-преобразования: учеб. пособие. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. 104 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОТРЕБЛЕНИЯ АППАРАТНЫХ МОЩНОСТЕЙ СИСТЕМАМИ ВИДЕОКОНФЕРЕНЦСВЯЗИ

Н. И. Ткаченко, С. В. Галич, Е. С. Семенов (научный руководитель)

Институт приоритетных технологий ΦГАОУ ВО «Волгоградский государственный университет» 400062, г. Волгоград, пр-т Университетский, 100 E-mail: volsu.tks@mail.ru

Рассматриваются функциональные возможности и потребление аппаратных ресурсов ВКС-сервера и терминалов систем видеоконференцсвязи TrueConf Server и Apache OpenMeeting. Сделаны выводы и даны рекомендации по выбору аппаратных платформ для ВКС-сервера и терминалов.

Видеоконференцсвязь (ВКС) - это инфокоммуникационная технология, обеспечивающая передачу звуковой и видеоинформации между двумя и более абонентами. Согласно результатам исследований [1], внедрение ВКС благоприятно сказывается на процессах управления в организации, поскольку увеличивает производительность труда, ускоряет время принятия решений, а также сокращается затраты на командировочные поездки. Согласно экспертной оценке аналитической компании OSP Data [2], лидерами российского рынка являются ВКС-системы от Cisco и Polycom. Однако в рамках данной статьи авторами рассматриваются продукты TrueConf Server и Apache OpenMeeting. Такой выбор ВКС-систем обусловлен несколькими фактами. TrueConf Server – это продукт отечественных разработчиков, включенный в Единый реестр российских программ для электронных вычислительных машин и баз данных, а значит является приоритетным продуктом для организаций госсектора при осуществлении закупок. Apache OpenMeeting – это свободно распространяемая по лицензии Apache License 2.0 ВКС-система. Исходя из этого, можно предположить, что популярность этих продуктов будет расти. В данной работе авторами была поставлена следующая цель: провести анализ функциональных возможностей, а также исследование потребления аппаратных мощностей ВКС-системами в одинаковых условиях.

Таблица 1

Возможности	TrueConf Server	Apache OpenMeetings	
Модель распространения	До 6 пользователей-бесплатно, для	Свободное распростране-	
	большего числа требуется приобре-	ние по лицензии Apache	
	тение лицензии	License 2.0	
Обмен сообщениями в чате	есть	есть	
Интерактивная доска с общим дос-	есть	есть	
тупом			
Запись совещания	есть (.mkv)	есть (.avi, .flv)	
Поддержка LDAP/ActiveDirectory	есть	есть	
Максимальное качество видео	3840*2160	1024*600	
Поддержка СДО Moodle	есть	есть	
Видеоконференции	Симметричные (до 16 человек),	Совещания (до 16 чело-	
	асимметричные (до 16 человек),	век), лекции (до 200 уча-	
	селекторные (до 100 человек)	стников)	
Передача файлов	есть	есть	
Показ презентаций	Microsoft Office	LibreOffice	
Видеокодек	Cyclon (MPEG4, H.264, VP8)	H.263	
Аудиокодек	Opus	Nellymoser	
Шифрование потокового трафика	SSL, AES, возможность подключе-	SSL	
	ния шифрования по ГОСТ		
Способ подключения участника	WebRTC, клиенты под Windows,	Браузер (flash), клиент	
конференции	Linux, OS X, Android и iOS	под Android	

Сравнение функционала рассматриваемых ВКС-систем

Обе рассматриваемые ВКС-системы оснащены весьма богатым функционалом (табл. 1). Особенно стоит отметить интеграцию с популярной системой дистанционного обучения Moodle [3], что делает возможным применение обеих ВКС-систем в образовательных учреждениях [4–5].

Экспериментальное исследование потребления аппаратных мощностей ВКС системами осуществлялось следующим образом. Обе ВКС-системы устанавливались на один и тот же сервер. Исходя из рекомендаций производителей, конфигурации сервера, (табл. 2) достаточно для работоспособности обеих ВКС-систем. На каждой ВКСсистеме создавалась симметричная конференция (или совещание) с 6 участниками. Такое число клиентов обусловлено ограничениями бесплатной версии продукта TrueConf Server Free, используемой в тестировании. Минимально возможное число участников видеоконференции в симметричном режиме составляет 2 абонента. Затем число участников конференции увеличивалось до 6 с шагом 1. Логическая схема созданного экспериментального стенда показана на (рис. 1). В качестве коммутатора использовался D-Link DES-3200-10.



Рис. 1. Логическая схема экспериментального стенда

В качестве абонентских терминалов были выбраны персональные компьютеры различных конфигураций (табл. 2).

Таблица 2

Устройство	Центральный процессор	Объем опе-	Операционная система
		ративной	
		памяти, Гб	
Сервер	Intel Xeon E3-1241 v3 3,5 ГГц, 4 ядра, 8 потоков	16	Windows Server 2012 R2
Терминал 1	Intel Core i7-2630QM 2,0 ГГц, 4 ядра, 8 потоков	16	Windows 10 Home
Терминал 2	Intel Core i5-4258U 2,4 ГГц, 2 ядра, 4 потока	4	OS X 10.12.2
Терминал 3	Intel Core i3-3220 3,3ГГц, 2 ядра, 4 потока	4	Windows 7 Pro
Терминал 4-6	Pentium B960 2,2ГГц, 2 ядра, 2 потока	2	Windows 10

Конфигурация тестового стенда

Для эксперимента стандартными средствами каждой ВКС-системы было записано тестовое видео с разрешением 640*360, частотой кадров 15 кадров/с, на котором присутствует и голос, и движение в кадре. Данное видео транслировалось всеми участниками видеоконференции с помощью виртуальной веб-камеры.

Снятие показателей загрузки центрального процессора (ЦП) и оперативной памяти (ОЗУ) осуществлялось как с сервера, так и с терминалов при помощи стандартной утилиты ОС Windows *perfmon.exe*, для чего в ней выбирались счетчики «*%загруженности процессора»* и *«%использования выделенной памяти»*. Данные счетчики снимали показания каждую 1 секунду в течение 120 секунд, после чего на основании этих 120 значений высчитывалось среднее. На терминале с OS X использовалась стандартная утилита *top*.



Рис. 2. Сравнение потребления ресурсов ЦП (а) и ОЗУ (б) сервера двумя системами ВКС

При использовании как BKC TrueConf, так и OpenMeetings, явно видна тенденция роста загрузки ЦП сервера при увеличении числа участников конференции (рис. 2, *a*). При этом можно отметить, что в случае OpenMeetings загрузка ЦП растет быстрее, чем в случае TrueConf. Однако в абсолютных значениях процент загрузки очень мал и не превышает 2,2 % при 6 терминалах BKC. На сервере BKC TrueConf потребляет больше памяти, чем OpenMeeting, у которого заметна тенденция к росту потребления O3V, но она не превышает 0,5 % (рис. 2, δ). Можно сделать вывод, что аппаратной мощности сервера явно достаточно для рассматриваемых BKC систем.

Замеры потребления аппаратных ресурсов терминалов участников видеоконференции позволили сделать ряд выводов. При использовании как ВКС TrueConf, так и OpenMeeting на терминалах 1–3 была обнаружена слабая тенденция к росту загрузки процессоров, причем в случае OpenMeeting эта тенденция носила более выраженный характер. В случае TrueConf процент загрузки мобильного процессора Core i5-4258U сравним с настольным Core i3-3220, однако при использовании OpenMeeting Core i3-3220 показывает значительно меньшую (в среднем около 20 %) загрузку, чем мобильный Core i5-4258U (рис. 3, a; 4, a). Обосновать это можно использованием Adobe Flash ВКС OpenMeeting, поскольку влияние различных операционных систем (OS X и Windows 7) проявилось бы и при использовании TrueConf. Стоит отметить поведение тер-

миналов 4–6, снабженных мобильными процессорами Pentium B960. При использовании обеих ВКС эти системы показывали нестабильную работу и высокий процент потребления ресурсов (рис. 3, a; 4, a), что приводило к замиранию картинки, отставанию звука. Отсюда можно сделать вывод, что использование ПК, построенных на базе данного процессора, в качестве терминалов ВКС нежелательно. Участникам видеоконференции, использующим терминалы, аналогичные по конфигурации терминалам 2,3 можно порекомендовать не запускать ресурсоемких задач на ПК при активном сеансе видеоконференции. Но в целом такие ПК позволяют комфортно участвовать в видеоконференцсвязи. Участники видеоконференции, использующие терминалы, аналогичные по конфигурации терминалу 1, снабженному четырехъядерным мобильным процессором Core i7-2630QM, могут использовать более высокое разрешение видео, чем при тестировании.



Рис. 3. Потребление ресурсов ЦП (a) и ОЗУ (б) на терминалах при использовании ВКС TrueConf



Рис. 4. Потребление ресурсов ЦП (a) и ОЗУ (б) на терминалах при использовании ВКС OpenMeeting

Если же рассматривать потребление оперативной памяти на терминалах (рис. 3, δ ; 4, δ), то можно заметить, что OpenMeeting на всех терминалах потреблял несколько больше памяти, чем на TrueConf. Однако тенденция к росту потребления памяти при
таком числе пользователей скорее отсутствует и не превышает 1 % для обеих систем ВКС.

Результаты данной работы могут быть полезны при внедрении видеоконференцсвязи в организациях.

Список литературы

1. Горотов С. Зачем нужна видеоконференцсвязь // IT-EXPERT. 2010. № 9. С. 13–19.

2. Барсков А. Тенденции российского рынка ВКС // Журнал сетевых решений LAN. 2016. № 3. С. 24–29.

3. Ерёмина И.И., Розенцвайг А.К., Зиатдинов Р.А. Установка и апробация серверной компоненты информационной образовательной среды университета на платформе LMS Moodle // Известия Сочинского государственного университета. 2015. № 1 (34). С. 24–32.

4. Луняшин И.В. Оценка занятости технических ресурсов при организации дистанционного обучения // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2011. № 5. С. 44–48.

5. Фомина А.С. Подготовка и проведение учебных мероприятий в режиме видеоконференции в высшем учебном заведении // Электронный журнал «Вестник МГОУ». 2013. № 4.

РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТРАФИКА В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ

О. Л. Гутковская

Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М. Ф. Решетнева 660014, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31 E-mail: olg-gutkovskaya@yandex.ru

Рассматривается алгоритм получения потоковой модели распределения трафика. Для получения данной модели используются элементы теории графов. Данная математическая модель представляет собой систему линейных неравенств, с бесконечным числом решений, каждое из которых дает произвольное распределение трафика. Цель такого анализа заключается в определении того способна ли сеть предоставить определенный уровень качества обслуживания или нет. Данный алгоритм основан на исследованиях автора по применению тензорного анализа к телекоммуникационным сетям [1–3].

Постановка задачи. Пусть дана телекоммуникационная сеть, представленная в виде направленного графа, узлами такой сети являются либо конечные хосты, либо телекоммуникационный узел (коммутатор или маршрутизатор), каналы связи представлены направленными ребрами. Каждый конечный хост является источником и потребителем информационных потоков λ^i , где *i* – номер источника. Каждый канал связи характеризуется своей пропускной способностью R_n , *n* – номер ребра. Взаимодействие каждой пары источник приемник описывается запросом d_{ij} , где *j* – номер приемника, элементы d_{ij} группируются в матрицу запросов *D*. Задача заключается в том чтобы ответить на вопрос способна ли сеть с заданной топологией пропустить тот трафик, который определен матрицей D.

Предлагаемое решение. Поскольку в общем случае направленный граф, представляющий собой телекоммуникационную, сеть будет содержать в себе как линейнонезависимые разрезы, так и линейно-независимые циклы, то задача получения математической модели будет заключаться в том, чтобы выразить потоки в каждом ребре графа через линейно-независимые компоненты графа.

Для получения системы линейно-независимых разрезов удобно использовать матрицу инцидентности направленного графа, так как, исключив произвольную строку из этой матрицы, получается матрица линейно независимых разрезов.

При таком способе задания разрезов, получится два типа разрезов, одни разрезы будут включать два и более направленных ребра, а другие будут включать только одно ребро. Очевидно, что суммарный поток, входящий в разрез, с которым связано два и более ребра, будет равен нулю, а поток, входящий в разрез, с которым связано только одно ребро, будет равен потоку этого ребра.

Так же из теории графов известно, что с каждой хордой графа можно сопоставить один линейно-независимый контур. Исходя из сказанного, можно предложить следующую систему уравнений, описывающую связь между линейно независимыми компонентами графа и потоками в каждом его ребре:



(1)

где $\lambda_{m-1}^{y_{3,n,0}}$ – поток, входящий в линейно-независимый разрез; $\lambda_{n-m+1}^{\kappa ohmyphan}$ – линейно-независимая контурная интенсивность; λ_{m-1}^{eemb} – поток через ветвь графа; $\lambda_{n-m+1}^{x_{0,0}}$ – поток через хорду графа; m – число узлов в графе; $\begin{bmatrix} A \\ C \end{bmatrix}$ – матрица, связывающая потоки в ребрах с линейно-независимой строки; C – матрица хорд графа.

В качестве примера рассмотрим следующую сеть (рис. 1).



Рис. 1. Анализируемый граф

Для рис. 1 введены линейно-независимые контурные интенсивности λ_{α} , λ_{β} , λ_{γ} , и линейно-независимые узловые интенсивности λ_i $i \in (1...9)$. Система уравнений 1 для данной сети будет выглядеть следующим образом:

В матричном виде, система уравнений будет выглядеть следующим образом:

$\left\lceil \lambda_1 \right\rceil$		[1	-1	-1	0	0	0	0	0	0	0	0	0]	$\left[\tilde{\lambda}_{1} \right]$
λ_2		0	0	1	1	0	0	0	-1	0	0	0	-1	$ \tilde{\lambda}_2 $
λ_3		0	1	0	-1	-1	0	-1	0	0	0	0	0	$ \tilde{\lambda}_3 $
λ_4		0	0	0	0	1	-1	0	0	0	0	0	0	$ \tilde{\lambda}_4 $
λ_5		0	0	0	0	0	1	1	0	-1	0	0	0	$ \tilde{\lambda}_5 $
λ_6		0	0	0	0	0	0	0	0	1	-1	-1	0	$ \tilde{\lambda}_6 $
λ_7	=	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	$\tilde{\lambda}_7$
λ_8		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	$ \tilde{\lambda}_8 $
λ_9		0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	$\tilde{\lambda}_9$
λ_{α}		0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$ \tilde{\lambda}_{10} $
λ_{eta}		0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	$\left \tilde{\lambda}_{11} \right $
λ_{γ}		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	$\left[\tilde{\lambda}_{12} \right]$

Отметим что, узловые интенсивности λ_1 , λ_2 , λ_4 , λ_5 , λ_6 , λ_7 равны нулю, λ_3 , λ_8 , λ_9 определяются матрицей запросов. Таким образом, в качестве неизвестных в данной системе остаются только контурные интенсивности, которым соответствую потоки в хордовом ребре $\tilde{\lambda}_2$, $\tilde{\lambda}_5$, $\tilde{\lambda}_{12}$.

Если источников будет больше одного, то система уравнений (1) составляется для каждого источника, то есть систем уравнений (1) должно быть столько сколько источников. Решение каждой такой системы показывает, какой поток создает источник і в отдельно взятом ребре графа. Данные системы уравнений необходимо решать с обязательными ограничениями:

$$\begin{cases} \sum_{i} \lambda_{ni} < R_n \\ \lambda_{ni} \ge 0 \end{cases},$$

где λ_{ni} – поток, создаваемый *i*-м источником, в ребре *n*.

Заключение

В данной статье приведен способ получения метаматематической модели телекоммуникационной сети, позволяющий найти произвольное распределение потоков информации по каналам связи. Особенностью данного метода является то, что вместо независимых переменных в математической модели выступают не всевозможные маршруты прохождения трафика между каждой парой источник-приемник, а фазовые переменные – контурные интенсивности, которых в общем случае будет меньше чем маршрутов. Тем самым снижается размерность решаемой задачи а, следовательно, и ускоряется поиск самого решения.

Список литературы

1. Гутковская О.Л., Пономарев Д.Ю. Контурный метод анализа сетей VPN // Современные проблемы науки и образования. 2015. № 1-1. С. 343.

2. Гутковская О.Л., Пономарев Д.Ю. Узловой метод анализа сетей VPN // Фундаментальные исследования. 2015. № 11-5. С.875–881.

3. Гутковская О.Л., Пономарев Д.Ю. Ортогональный метод анализа сетей VPN // Современные наукоемкие технологии. 2016. № 7-1. С. 30–37.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССА ИЗУЧЕНИЯ СЕТЕВОЙ ТОПОЛОГИИ СО СТОРОНЫ ПКС КОНТРОЛЛЕРА В ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОЙ СЕТИ

М. С. Деогенов, Е. С. Семенов (научный руководитель)

Волгоградский государственный университет 400062, г. Волгоград, просп. Университетский, 100 E-mail: deogenov.ms@gmail.com

Рассматривается процесс изучения сетевой инфраструктуры в рамках программно-конфигурируемой сети. Определены основные типы служебных сообщений и этапы взаимодействия в рамках сетевой инфраструктуры. Так же определена общая пакетная нагрузка в системе и зависимость количества служебного трафика в рамках процесса изучения сетевой инфраструктуры. Полученные данные могут быть использованы в модификации механизма изучения сетевой топологии в программно-конфигурируемой сети.

С постоянным ростом объемов передаваемого трафика в сети провайдера оптимизация сетевой инфраструктуры является актуальной задачей. На данный момент реализация программно-конфигурируемых сетей на определенных уровнях может способствовать оптимизации управления сетевой инфраструктурой и обеспечению более рационального использование имеющихся ресурсов. В настоящее время многие сервиспровайдеры, в том числе «Ростелеком» проявляют интерес к ПКС-решениям и объявляют о запуске пилотных проектов на тестовых сегментах сети [1].

С целью повышения эффективности использования имеющихся у провайдера ресурсов и обеспечение сетевой оптимизации на этапе внедрения новых сетевых решений на базе ПКС становится актуальной проблематика построения сетевой топологии. Для корректного функционирования сетевой инфраструктуры ПКС контроллер должен своевременно обладать актуальными данными относительно расположения сетевых элементов. В рамках рассмотрения проблематики по корректному и своевременному построению сетевой топологии исследование процесса изучения сетевой топологии со стороны ПКС контроллера становиться актуальной задачей.

LLDP B SDN

В общем виде процесс изучения сетевой топологии ПКС контроллером делиться на 3 этапа:

1) Рассылка сообщения Packet_out со стороны ПКС контроллера в стороны OF коммутаторов.

2) Рассылка LLDP сообщений с портов OF коммутаторов.

3) Рассылка Packet in со стороны OF коммутаторов в сторону ПКС контроллера.

Самостоятельно OpenFlow коммутатор не может осуществлять рассылку LLDP запросов. В рамках инициализации соединения между ПКС контроллером и OpenFlow коммутатором со стороны контроллера генерируется сообщение FEATURES REQUEST, в рамках которого контроллер запрашивает информацию о конфигурации коммутатора. В рамках данной информации фигурирует количество сетевых интерфейсов, МАС адреса данных интерфейсов и др. Далее OpenFlow коммутатор генерирует сообщение FEATURE REPLY в сторону ПКС контроллера, в котором будет находиться вся запрашиваемая информация. На основании полученных сообщений ПКС контроллер сов, принадлежащих одному административному домену. Далее ПКС контроллер генерирует РАСКЕТ ОUT сообщение для каждого активного порта каждого коммутатора с инкапсулированным cooбщением LLDP (рис. 1).

В каждом LLDP сообщении будет включена информация о ID шасси и порта. МАС адресом назначения в пакете LLDP будет являться один из multicast адресов, описанный в стандарте IEEE 802.1AB. Получив сообщение Packet_out, коммутатор OF осуществит отправку LLDP сообщений с требуемых портов, в которых будет заключаться информация о ID шасси (рис. 2).

После получения LLDP сообщения с порта, не являющимся портом контроллера, ОF коммутатор инкапсулирует LLDP в сообщение PACKET IN и направляет данное сообщение в сторону контроллера. Пример функционирования протокола LLDP в рамках ПКС сети представлен на рис. 3.



Рис. 1. Процесс рассылки сообщений РАСКЕТ ОUT

Рис. 2. Процесс рассылки LLDP сообщений



Рис. 3. Процесс рассылки сообщений РАСКЕТ IN

Таким образом, ПКС контроллер, получит определенное количество сообщений РАСКЕТ IN, в которых будут инкапсулированы LLDP сообщения. Далее на основе полученных данных ПКС контроллер сможет определить количество OF коммутаторов в сетевой инфраструктуре и интерфейсы соединения данных OF коммутаторов. Количество сообщений РАСКЕТ IN (P_{in}) и РАСКЕТ OUT (P_{out}) в системе составит:

$$P_{in} = 2F$$

где F – количество соединений между OpenFlow коммутаторами; N – количество активных портов, к которым подключены конечные пользователи (не OpenFlow коммутаторы);

$$P_{out} = M$$
.

Исходя из этого, общее количество пакетов в системе с учетом сообщений инициализации FEATURES REQUEST (P_{fr}) и FEATURE REPLY (P_{fp}) будет иметь вид:

$$A_{sum_init} = M[P_{fr}] + M[P_{fp}] + M[P_{out}] + 2F[P_{lldp}] + N[P_{lldp}] + 2F[P_{in}] = M([P_{fr}] + [P_{fp}] + [P_{out}]) + 2F([P_{lldp}] + [P_{in}]) + N[P_{lldp}].$$

Исключив пакеты инициализации, общее количество пакетов в системе составит:

$$A_{sum} = M[P_{out}] + 2F([P_{lldp}] + [P_{in}]) + N[P_{lldp}].$$

Заключение

На основе полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1) Изучение сетевой топологии со стороны ПКС контроллера проходит с помощью протокола LLDP.

2) Контроллер инициирует рассылку LLDP пакетов в рамках сетевой инфраструктуры посредством рассылки сообщений PACKET OUT на OF коммутаторы.

3) Количество LLDP пакетов в сетевой инфраструктуре напрямую зависит от количества активных портов на OF коммутаторах и от количества активных соединений между OF коммутаторами.

Полученные результаты могут помочь на этапе создания инженерного решения для задачи оптимизации распространения LLDP запросов в рамках инфраструктуры на базе ПКС сетей.

Список литературы

1. «Ростелеком» осваивает SDN [Электронный ресурс]. Режим доступа http://www.comnews.ru/content/102788/2016-07-11/rostelekom-osvaivaet-sdn (Дата обращения: 16.08.2016).

2. The Case for Separating Routing from Routers / N. Feamster et al. // ACM SIGCOMM Wksp. Future Directions in Network Architecture, Portland, OR, Sept. 2004 [Электронный ресурс]. Режим доступа https://www.cs.princeton.edu/~jrex/papers/rcp.pdf (Дата обращения: 19.06.2015).

3. Семенов Е.С., Галич С.В., Тюхтяев Д.А. Анализ и классификация задержек, возникающих при работе протокола ARP в программно-конфигурируемых сетях // Вестник Гос. ун-та морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова. 2015. № 5 (33). С. 414–419.

4. OpenFlow white paper. [Электронный ресурс]. Режим доступа: www.archive.openflow.org/documents/openflow-wp-latest.pdf (Дата обращения 27.05.2015).

5. The OpenFlow Switch Specification. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://OpenFlowSwitch.org (Дата обращения: 03.07.2015).

МОДЕЛЬ СЕТИ СВЯЗИ С ОТКАЗАМИ, ИСПОЛЬЗУЮЩАЯ ПРОТОКОЛЫ МАРШРУТИЗАЦИИ НА БАЗЕ СТЕКА ПРОТОКОЛОВ ТСР/IP, С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММЫ RIVERBED

А. С. Пузанов, К. А. Батенков

Академия Федеральной службы охраны Российской Федерации г. Орел, ул. Приборостроительная, 35 E-mail: lescha.puzanov@yandex.ru

В настоящее время бурно развиваются сети связи, поэтому остро стоит вопрос разработки нового оборудования, программного обеспечения, различных стандартов и спецификации, подготовки специалистов в области коммуникаций. Имитационное моделирование решает задачи по обеспечению качества услуг, предоставляемым пользователям, дает возможность построить фрагмент сети связи, произвести измерения различных параметров, а также является более дешевым решением при проектировании сетей связи, чем их физическая реализация на практике.

Имитационное моделирование – метод исследования, основанный на том, что изучаемая модель заменяется имитирующей. Над имитирующей моделью проводят эксперименты (не используя экспериментов на реальном объекте) и в результате получают данные об изучаемой системе. Метод позволяет имитировать работу сетей связи так, как она происходила бы в режиме реального времени, с учетом топологии сети, протоколов маршрутизации, отказов в сети из-за различных дестабилизирующих факторов, наличия материальных ресурсов. В итоге, можно оценить работу спроектированной модели [1].

Имитационная модель – логико-математическое описание объекта, которое может быть использовано для экспериментирования на компьютере в целях проектирования, анализа и оценки функционирования объекта.

Программа Riverbed опирается в своей работе на информацию о расположении сети, количестве линий и узлов связи, настройке элементов сети, скоростях передачи данных, используемых протоколах и типе оборудования [2].

Создадим простую сеть, на основе стека протоколов TCP/IP, включающую в себя два компьютера, восемь маршрутизаторов, линии связи между этими элементами с учетом резервирования для надежной работы в условиях влияния дестабилизирующих факторов на них. После завершения настройки данной модели смоделирую отказы в сети, возникающие в случайные моменты времени, при этом можно будет проанализировать такие характеристики, как задержки в сети, время сходимости сети при использовании различных протоколов маршрутизации.

Создание нового проекта [3].

Запустить Riverbed Modeler Academic Edition. Нажать на кнопку «I have read this...». Выбрать пункт меню File \rightarrow New. Выбрать в выпадающем списке Project и нажать OK. Ввести в поля Project name – Routing_OSPF, Scenario name – TCP и нажать OK (рис. 1).

🚺 Enter Name	×
Project name: Routing_OSPF	
Scenario name: TCP	
▼ Use Startup Wizard when creating new scen	narios
<u>о</u> к	<u>C</u> ancel

Рис. 1. Название моделируемой сети

В диалоговом окне Startup Wizard: Initial Topology пометить поле Create Empty Scenario и нажмите Next. Пометить поле Office и нажать Next. Заполнить поля: X span – 100, Y span – 100, Units – Meters и дважды нажать Next. Посмотреть внимательно выбранные параметры и нажать Finish (рис. 2).

I	Startup Wizard: Review				×
	Review the values you have chosen.	Scale: Office			
	Use the Back button to make changes.	Size: 100 m x 100 m			
		Model Family		MapInfo Maps (background first)	
		None selected	Y	None selected	V
				< <u>B</u> ack <u>F</u> inish	Quit

Рис. 2. Просмотр выбранных параметров

Создание фрагмента сети связи.

Диалоговое окно Object Palette tree должно находится поверх всех остальных окон. Если это не так, то нажать на пиктограмму Open Object Palette. Убедиться, что выбран раздел internet toolbox в окне Object Palette tree.

Используя узлы и линии (таблица), создаем топологию сети связи (рис. 3).

Спецификация узлов, линий и потоков

Таблица

Номер объекта	Название объекта	Модель объекта
1	Source	ethernet_wkstn_adv
2	Destination	ethernet_wkstn_adv
3	Router1	ethernet4_slip8_gtwy
4	Router2	ethernet4_slip8_gtwy
5	Router3	ethernet4_slip8_gtwy
6	Router4	ethernet4_slip8_gtwy
7	Router5	ethernet4_slip8_gtwy
8	Router6	ethernet4_slip8_gtwy
9	Router7	ethernet4_slip8_gtwy
10	Router8	ethernet4_slip8_gtwy
11	Task	Task Config
12	Application	Application Config
13	Profile	Profile Config
14	Fail	Failure Recovery
15	Router ↔ Router	ppp_adv
16	Source \leftrightarrow Router1	100BaseT
17	Destination ↔ Router8	100BaseT

Проверим связность сети. Выбираем пункт меню Topology \rightarrow Verify Links. В открывшемся окне выбираем опцию Verify links и нажимаем OK. Если все линии соединены корректно, то появится сообщение «All links and paths are connected properly» в нижней части окна Project Editor. Если связность сети нарушена, то необходимо выполнить соответствующие корректировки.



Рис. 3. Топология сети

Далее осуществляем настройку смоделированной сети и производим выбор интересующей статистики.

	C3 🔻 🕤 f 🛪	=СЛУЧМЕЖДУ(0;2	000*\$F\$1)/1000
	А	В	С
1	# Node Name	Event Type	Event Time
2	# ========		
3	Office Network.Router 1	Failure	3,105
4	Office Network.Router 1	Recover	6,461
5	Office Network.Router 2	Failure	0,345
6	Office Network.Router 2	Recover	5,241
7	Office Network.Router 3	Failure	2,169
8	Office Network.Router 3	Recover	8,086
9	Office Network.Router 4	Failure	2,541
10	Office Network.Router 4	Recover	3,658
11	Office Network.Router 5	Failure	0,054
12	Office Network.Router 5	Recover	4,808
13	Office Network.Router 6	Failure	0,973
14	Office Network.Router 6	Recover	3,809

Рис. 4. Задание времени отказов и восстановлении элементов сети

После этого смоделируем отказы в сети, появляющиеся в случайные моменты времени. Для этого необходимо к элементу Failure Recovery подключить файл с расширением .gdf, в котором отображаются элементы сети, вышедшие из строя в случайные моменты времени. Сначала экспортируем файл с расширением .gdf.

Открываем этот файл, копируем его содержимое и вставляем в лист Excel. В Excel с помощью формул задаем случайным образом время отказа и восстановления элементов сети (рис. 4). Данные из листа Excel копируем и вставляем в экспортирумый нами файл с расширением .gdf, сохраняем его.

Для подключения этого файла нажимаем правой кнопкой мыши на элементе Fail, выбираем Edit Attributes. В появившемся окне Attributes нажимаем на правый столбец поля Link Failure/ Recovery Specification File, в окне Link Failure/ Recovery Import File в поле Choose file to import выбираем созданный нами файл с расширением .gdf. Нажимаем ОК (рис. 5).

📔 Link Failure	Recovery Impo	ort File	×
Choose file to im	port: otkazilinii		
Export	<u>о</u> к	<u>C</u> ancel	<u>H</u> elp

Рис. 5. Загрузка файла с отказами и восстановлениями

Results Browser	
DES Graphs DES Parametric Studies DES Run (1) Tables Row	w Analysis Graphs
Results for: Current Scenario	Preview
E 2 4	Object: (global) (app1) average (in Custom Application.Packet Network Delay (seconds))
	0.15-
	0.10 - 0.05
	0.00 - Chiert (deba)
	average (in RIP.Traffic Sent (bits/sec))
×	4,000 -
Show results: Found in any selected files	2,000
Arrangement: Default 🗾 Edit	0
Global Statistics	average (in point-to-point.throughput (bits/sec))
Packet Network Delay (seconds) <app1: Traffic Received (bytes/sec) <app1></app1></app1: 	6,000 -
	4,000 - 2,000 -
Network Convergence Duration (sec)	0
	Stacked Statistics
point-to-point P- P throughput (bits/sec) ->	average
Ignore Views Unselect All	<u>A</u> dd <u>S</u> how

Рис. 6. Отображение статистик выбранных характеристик потока трафика

Все готово для проведения эксперимента. Нажимаем на пиктограмму Configure/Run Discrete Event Simulation (DES). В окне Configure/Run DES выбераем в поле Duration 15 minute(s)., в поле Values per statistic – 10000. Нажимаем Run.

Нажимаем на пиктограмму View Results. В окне Results Browser выбераем интересующие статистики. Статистики следует смотреть в режиме мгновенных значений, для чего необходимо из выпадающего списка окна Results Browser выбрать позицию As Is, либо средних – позиция average, либо же усредненных на временном окне – позиция time_window_average. Для последнего варианта в области 'time_window_average' parametres в полях min_time и max_time выставляется минимальное и максимальное значения временного окна соответственно, выраженное в секундах.

Например, в окне Results Browser раскроем список Global Statistics, раскрываем список Custom Application отмечаем галочкой пункт Packet Network Delay (seconds), раскрываем список RIP отмечаем галочкой пункт Traffic Sent(bit/sec), в выпадающем списке Object Statistics выбираем Office Network, далее для анализа рассмотрим линию между первым и вторым маршрутизатором Router 1 < -> Router 2 отметим галочкой пункт throughput(bits/sec) -->. В результате в окне Results Browser отображаются выбранные нами графики (рис. 6).

Таким образом смоделировали простую сеть, в которой в произвольные моменты времени происходят отказы в сети и восстановление сети после возникших неполадок, появилась возможность проанализировать характеристики потока трафика на каждом участке сети связи, что очень важно при проектировании реальных сетей связи, чтобы устранить неполадки, недочеты на ранних этапах реализации данной сети связи.

Список литературы

1. Рыжиков Ю.И. Имитационное моделирование. СПб.: Изд-во. КОРОНА принт; М.: Изд-во Альтекс-А., 2004. 380 с.

2. Adarshpal S. Sethi, Vasil Y. Hnatyshin. The Practical OPNET User Guide for Computer Network Simulation. CRC Press Taylor & Francis Group, 2013. 480 c.

3. Чечик В.В., Батенков К.А. Имитационное моделирование трафика HTTP с помощью программной среды Riverbed (тезис) // Труды Северо-Кавказского филиала Моск. техн. ун-та связи и информатики. 2016. Т. 1. № 9. С. 273–277.

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ СОВРЕМЕННЫХ DCS-СИСТЕМ

Д. С. Романова

Институт информационных и космических технологий ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского 26, корп. УЛК daryaooo@mail.ru

Рассмотрены две системы диспетчерского управления: SCADA и DCS. Также, проанализированы основные особенности этих систем и предложены некоторые перспективы их развития.

Современные системы оперативного диспетчерского управления и сбора данных далеко ушли от своих предшественников. Эти комплексы очень востребованы, так что можно ожидать, что они будут совершенствоваться и в дальнейшем.

Но, чтобы понять, какие системы управления будут более востребованы в будущем, необходимо сначала провести небольшой анализ подобных систем, рассмотреть, что они из себя представляют и для чего и где могут использоваться. Далее, необходимо сравнение двух ведущих систем подобного класса: DCS и SCADA.

Сегодня, SCADA системам отдают предпочтение во многих компаниях, когда как DCS стали почти забыты. Тем не менее, многие американские ученые подчеркивают особый интерес к последним системам. Но что же на самом деле представляют из себя DCS системы и в чем они в будущем смогут стать предпочтительнее SCADA? Попробуем разобраться в этой проблеме. Для начала рассмотрим, что такое DCS и SCADA.

DCS. Распределённая система управления (англ. Distributed Control System) – система управления технологическим процессом, характеризующаяся построением распределённой системы ввода вывода и децентрализацией обработки данных.

SCADA (от англ. Supervisory Control And Data Acquisition – диспетчерское управление и сбор данных) – это программный пакет, предназначенный для разработки или обеспечения работы в реальном времени систем сбора, обработки, отображения и архивирования информации об объекте мониторинга или управления. SCADA-системы используются во всех отраслях хозяйства, где требуется обеспечивать операторский контроль за технологическими процессами в реальном времени [1].

DCS и PLC / SCADA - сравнение в использовании

Как отмечается в американской статье, посвященной сравнению DCS и SCADA систем, PLC, HMI и использование SCADA сегодня зачастую бывает дороже, чем DCS для того же процесса или периодического применения.

Отсюда возникает вопрос: почему многие американские и европейские ученые уверенно придерживаются такой точки зрения, несмотря на то, что сегодня многие предприятия гораздо чаще используют SCADA? Попробуем провести анализ данного вопроса и дать объяснения.

Итак, традиционно DCSS всегда считались, были большими, дорогими и очень сложными в использовании системами, которые рассматривались в качестве контрольного раствора для непрерывного или периодического действия перерабатывающей промышленности. В больших компаниях, до сих пор и сегодня, инженеры, как правило, выбирают SCADA для небольших приложений, для того, чтобы сократить расходы [2].

Так что же изменилось? Интеграция независимых программируемых логических контроллеров, необходимый интерфейс оператора и надзорной функции, занимает много времени и усилий. Американские ученые делают акцент на разнородности технологии совместной работы, а не на улучшение операций, сокращение расходов, или повышение качества или прибыльности завода. Сегодня DCS, которые также иногда называют "системы управления технологическими процессами, 'разработаны, чтобы позволить заводу быстро реализовать всю систему за счет интеграции всех этих баз данных в единое целое. Эта единая база данных предназначена, конфигурируется и управляется из того же приложения.

Это может привести к резкому сокращению расходов при использовании технологии DCS, по сравнению с PLC / SCADA (или HMI): по крайней мере, в стоимости техники.

На данный момент можно думать, что функциональность DCS смещена в сторону контуров управления, в то время как ПЛК смещены в сторону дискретных последовательных применений и что это, следовательно, не как в обмен на подобное сравнение. Это еще один миф. Современные DCS столь же функционально и экономически эффективным как ПЛК в быстрых логических последовательных задач.

Продемонстрируем некоторые преимущества, выделенные американскими учеными.

Шаг 1: Проектирование системы

Инженеры PLC / SCADA управления должны планировать системную интеграцию между HMI, тревожный сигнал, контроллер связи и несколькими контроллерами для каждого нового проекта. Адреса управления (теги) должны быть вручную отображены в технической документации к остальной части системы. Этот ручной процесс занимает много времени и подвержен ошибкам. Инженеры также должны научиться несколько программных средств, которые часто могут занять несколько недель времени.

DCS подход: Как логика управления разработана, системы связи настраиваются автоматически. Одним из инструментов конфигурации программного обеспечения используется для установки одну базу данных, используемую всеми компонентами системы. По мере того как инженер управления разрабатывает логику управления, остальная часть системы не изменяется. Простота этого подхода позволяет инженерам понять эту среду в течение нескольких дней. Потенциальная экономия в размере 15 - 25% в зависимости от того, сколько HMI и сигнализации разрабатывается в систему [3].

Шаг 2: Программирование

Логика управления PLC / SCADA, тревожный сигнал, система связи и HMI программируются независимо друг от друга. Инженеры управления отвечают за интеграцию / связывание нескольких баз данных для создания системы. Пункты, которые должны быть сделаны вручную, дублируются в каждом элементе системы, включают в себя: данные масштабируемости, уровни сигналов тревоги и местоположения тегов (адреса). Доступен только базовый элемент управления. Расширения в функциональности должны быть созданы на основе каждого приложения. Такой подход приводит к нестандартным приложениям, которые утомительным в эксплуатации и обслуживании. Избыточность редко используется с ПЛК. Одной из причин является трудность в установлении его и управлении содержательную избыточности для приложения.

DCS: Когда разрабатывается логика управления, HMI планшайбы, сигнализации и связи системы настраиваются автоматически. Интерфейс автоматически появляются с использованием тех же уровней тревоги и масштабируемости, установленные в логике управления. Эти критические элементы данных только один раз установить в системе. Избыточность устанавливается в программном обеспечении быстро и легко, почти с одним нажатием кнопки. Потенциальная экономия в размере 15–45 %.

Шаг 3: Ввод в эксплуатацию и пуско-наладка

Тестирование системы PLC / НМІ обычно проводится на месте работы после того, как все проводки завершена, и руководитель производства спрашивает «почему система еще не работает?» Моделирование офф-линии возможно, но это требует больших

усилий программиста для написания кода, который будет имитировать приложение, которое вы контролируете. Из-за высокой стоимости и сложных программ, это редко делается.

DCS. Преимущества: Системы управления технологическими процессами поставляются с возможностью автоматического моделировать процесс, основанный на логике, НМІ и сигналы тревоги, которые будут использоваться оператором на заводе.

Это значительно экономит время на месте. Потенциальная экономия составляет 10–20 % в зависимости от сложности самого начала и ввода в эксплуатацию.

Шаг 4: Устранение неполадок

PLC / SCADA предлагает мощные инструменты по устранению неполадок для использования. Например, если вход или выход подключен к системе, то логика управления будет запрограммирована с использованием контрольной точки. Но, логика программирования редко подвергается воздействию оператора, так как зачастую для него просто недоступна.

Способ DCS: Вся информация автоматически доступна оператору на основе логики, выполняемая в контроллерах. Это значительно сокращает время, необходимое для выявления проблем и запуска объекта после устранения неполадок. Оператор также имеет доступ для просмотра графических функциональных блоков, чтобы увидеть, что работает, а не только для чтения. Диагностика полевого устройства (HART и полевой шины) доступны с пульта оператора. Потенциальная экономия в размере 10–40 % [4].

Далее, возможно приведение в пример и других преимуществ DCS, но мы пока остановимся на этом.

Теперь вместо использования SCADA систем чтобы контролировать процесс или пакетных приложений, возможно правильное использование DCS, помогающее снизить затраты и получить более эффективный контроль. Разработчик может сосредоточиться на добавлении функциональности, которая обеспечит дополнительные преимущества, снижение прибыли на период окупаемости инвестиций и расширения вклада системы на долгие годы. Разрыв между DCS и PLC / SCADA подходов широк, хотя некоторую унифицированность на аппаратном уровне можно наблюдать; единая база данных находится в центре в пользу DCS и является функцией, которая сохраняет свою ценность на протяжении всей своей жизни.

Подводя итоги, заметим, что исходя из приведенного нами анализа, теперь, возможно, некоторые передовые компании в будущем перейдут на использование новых DCS вместо традиционно ими любимых SCADA. Но, какую систему лучше выбрать, и будет ли она эффективнее всех других, в первую очередь зависит от различных особенностей предприятия. Следовательно, только само руководство компании вправе решать, какая же система эффективнее на данном предприятии.

Список литературы

1. DCS Vs. SCADA In Modern Environments // Web-site: English, company «DPS Telecom». Available at: http://www.dpstele.com/scada/dcs-vs.php (accessed 15.10.2016).

2. Choosing What You Need: Distributed Control System (DCS) vs Programmable Logic Controller (PLC) // Web-site: English, company of Integrated Systems. Available at: http://innovativecontrols.com/blog/choosing-what-you-need-distributed-control-system-dcs-vs-programmable-logic-controller-plc (accessed 15.10.2016)

3. Автоматизация технологических процессов добычи и подготовки нефти и газа: учеб. пособие для вузов / Е.Б. Андреев, А.И. Ключников и др. М.: ООО «Недра-Бизнесцентр», 2008. 399 с.

4. David McCarthy. Choosing between centralized and distributed control system designs, 07/28/2014

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВИДЕО-КОНФЕРЕНЦ-СВЯЗИ НА СЕТЯХ МВД РОССИИ

А. О. Хабин, А. А. Шершнев, К. А. Батенков

Академия Федеральной службы охраны Российской Федерации 302034, г. Орёл, ул. Приборостроительная, 35 E-mail: meow74@yandex.ru

Приведено обоснование использования имитационного моделирования при проектирования сетей связи МВД России, а также при работе с приложениями видеосвязи. Представлены результаты имитационного моделирования конкретного сегмента сети и программные отчеты такого параметра как вариация задержки пакетов.

Эффективным рычагом ускорения и повышения качества управленческих процессов является внедрение видео-конференц-связи (ВКЦ) в МВД России. Видео-конференцсвязь – это способ обмена видеоизображениями, звуком и данными между двумя или более точками, оборудованными соответствующими аппаратно-программными комплексами. Ее участники могут видеть и слышать друг друга в реальном времени, а также обмениваться данными и совместно их обрабатывать. В условиях сложной криминогенной обстановки недостаточно быть просто быстрым, эффективным или даже изобретательным, когда необходимо быть в двух, трех и даже более местах одновременно. Видеосвязь может оказывать огромное влияние на качественное решение служебных задач подразделениями ОВД по субъектам Российской Федерации [1].

Однако, в связи с ростом интенсивности внедрения ВКЦ на сетях связи МВД России, возникают проблемы, связанные с расчетом и планированием линий связи таким образом, чтобы абонент получил требуемую услугу должного качества и в необходимое для него время.

Чтобы не углубляться в математические основы расчета сетей массового обслуживания, целесообразно использовать продукты имитационного моделирования позволяющие спрогнозировать все возможные ситуации, а также экономически выгодно построить необходимую сеть для обеспечения услуг ВКЦ.

На рис. 1 представлен фрагмент проектируемой сети, разработанный в программе «Riverbed» [2]. На сети представлены десять абонентов, соединенных между собой по протоколу IP, топология point-to-point.

Как правило, на сетях МВД используются линии с пропускной способностью 10мбит/с, предположим, необходимо организовать ВКЦ с высоким качеством (High Resolution Video (128х240 pixels, 9 bits/pixel)), результаты такого проектирования отображены ниже.

На рис. 2 отображен параметр PDV – вариация задержки пакетов, который представляет собой часть общей задержки при распространении пакетов, включающую задержку буферизации и задержку планирования [3]. Пиковые значения PDV являются важным параметром QoS для услуг ВКЦ. На графике видно, что суммарные задержки возрастают с течением времени и достигают пикового значения 2200 с, что не приемлемо для организации качественной видеосвязи.

Соответственно можно сделать вывод, что для данной услуги необходимо либо увеличить пропускную способность линий связи, либо снизить качество передаваемого трафика. Первый вариант осуществим, но менее экономичен, поэтому будем передавать видео низкого качества (Low Resolution Video (128x120 pixels, 9 bits/pixel)). Результат такого проектирования представлен на рис. 3:

Секция «Телекоммуникации, интеллектуальные сети»



Рис. 1. Фрагмент сети ВКЦ



Рис. 2. Вариации задержки пакетов (HRV)

Очевидно, что со снижением качества передачи трафика существо снизились задержки на сегменте сети.



Рис. 3. Вариации задержки пакетов (LRV)

Таким образом, имитационное моделирование программным путем довольно просто решает ряд сложных задач. ВКЦ – это лишь один из примеров использования данного типа программ, потенциал имитационного моделирования очень большой и данное программное решение поможет во многих сферах жизнедеятельности.

Список литературы

1. Трушин С.В. Видеоконференция как инновационный элемент в системе управления МВД России // Обороноспособность и безопасность. 2006. С. 129–136.

2. Чечик В.В. Имитационное моделирование трафика НТТР с помощью программной среды Riverbed (тезис) // Труды Северо-Кавказского филиала Моск. техн. ун-та связи и информатики. 2016. Т. 1. № 9. С. 273–277.

3. Sethi A.S. The practical OPNET User Guide for computer network simulation. New York, CRC Press. 2013. C. 507.

ИЗМЕРЕНИЕ ФАЗОВОГО ДЖИТТЕРА В СИСТЕМАХ ПРИЕМА И ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

Т. Р. Хафизов¹, Д. Н. Леончиков¹, В. А. Вяхирев² (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: timurhafizov1992@yahoo.com ²Военно-инженерный институт ΦΓΑΟУ ВО СФУ 660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 13a E-mail: wyakhirev@yandex.ru

Приведена классификация джиттера. Рассмотрены различные методики измерения фазового джиттера в цифровых каналах связи. Приведены средства измерения джиттера в тракте приема и передачи сигналов цифрового телевидения в ФГУП РТРС «Красноярский КРТПЦ».

Определение джиттера, его классификация и причины возникновения

Внедрение цифровых методов передачи информации в радиосвязи и телевидении помимо преимуществ, обусловленных новыми технологиями, вызвало множество сопутствующих проблем. Одной из таких важных проблем является джиттер – «фазовое дрожание цифрового сигнала» [1] (jitter – дрожание) – отражает отклонение значащих моментов цифрового сигнала данных от идеальных положений во времени (рис. 1).



Рис. 1. Возникновение джиттера в цифровом сигнале

Возникновение джиттера может привести к рассинхронизации и, как следствие, искажению передаваемой информации вплоть до полной её потери.

В каналах связи и цифрового телевидения джиттер представляет собой сложное явление, имеющее различную физическую природу в зависимости от среды, в которой он возникает [2]. Джиттер вызывается амплитудными и фазовыми помехами как внутреннего, так и внешнего происхождения, и имеет различные параметры в зависимости от причин и источников его возникновения.

Суммарный (полный) джиттер (Total Jitter, TJ) состоит из случайного джиттера (Random Jitter, RJ) и систематического (регулярного) джиттера (Deterministic Jitter, DJ).

Случайный джиттер RJ имеет гауссову функцию распределения плотности вероятности, его обычно определяют средним значением и среднеквадратичным отклонением (рис. 2).

Источниками случайного джиттера являются:

 тепловой шум, определяемый током в проводниках, который растет с увеличением полосы пропускания, температуры и теплового сопротивления;

– дробовой шум в полупроводниковых приборах;

– шум мерцания, спектр которого обратно пропорционален частоте, т.н. розовый шум.



Рис. 2. Классификация видов джиттера

Регулярный (детерминированный) джиттер определяется искажениями сигнала в используемом оборудовании, он также может возникать при определенных способах представления передаваемых данных. Источниками таких искажений могут быть различные перекрестные помехи от передаваемых сигналов, влияние дисперсии при распространении сигнала и рассогласование сопротивлений.

Перекрестные помехи от передаваемых сигналов проявляются, как связанный некоррелированный джиттер (BUJ – Bounded Uncorrelated Jitter), поскольку он соответствует ограниченному распределению, связанному со сложностью структуры данных. Джиттер BUJ две составляющие: непериодическую (NPJ – Non Periodic Jitter) и периодическую (PJ – Periodic Jitter).

Механизм зависимости джиттера от способов представления данных сказывается тогда, когда схема кодирования или другие характеристики передаваемых данных проявляются на стороне приемного оборудования.

Искажения, такие как межсимвольная интерференция и периодичность псевдослучайной двоичной последовательности проявляются в виде зависимости джиттера от передаваемых данных (DDJ – Data Dependent Jitter) и модуляции длительностей циклов передачи сигналов (DCD – Duly-Cicle Distortion).

Большое количество факторов влияющих на размер джиттера существенно сказывается и на величине других параметров современных систем цифрового телевидения (СЦТВ), например BER (Bit Error Ratio – коэффициент битовых ошибок). Если тестирование параметра по BER дает в этом случае лишь индикационное понимание типа «хорошее/плохое качество», то измерения джиттера обеспечивают поиск и обнаружение причины деградации качества. Безусловно, джиттер здесь выступает как вторичный параметр по отношению к основному параметру качества – BER, однако данные измерений джиттера могут быть использованы для превентивных мер по обеспечению качества цифровой передачи сигналов СЦТВ.

Методы измерения джиттера сигнала

Существуют различные способы наблюдения и измерения джиттера, каждый из них способен объяснить его происхождение. Комбинируя их, можно получить больше информации как о параметрах джиттера, так и о его причинах, а также определить пути для его уменьшения или устранения.

Глазковая диаграмма. Данный метод измерения представляет собой суммарный вид всех битовых периодов измеряемого сигнала, наложенных друг на друга. Глазковая диаграмма строится путем измерения напряжения в различные моменты времени (рис. 3).



Рис. 3. Получение глазковой диаграммы

Вид глазковой диаграммы дает только качественную информацию о джиттере сигнала – «размытость» фронтов и спадов свидетельствует о вероятном наличии джиттера. По этому параметру глазковая диаграмма обладает плохой чувствительностью и в качестве метода для измерения джиттера с последующим принятием мер по повышению качества телевизионного сигнала не применяется. Несмотря на это, глазковая диаграмма является источником для другого метода измерения джиттера – *гистограммы*.

Гистограммы позволяют измерить качественно и количественно составляющие джиттера, недоступные при использовании только глазковой диаграммы. При поиске нарушений ретрансляции (приёма) сигнала, таких как время нарастания и спада, период и коэффициент заполнения могут быть отображены на гистограмме. Одним из наиболее информативных мест глазковой диаграммы является место пересечения «глазков» (рис. 4, *a*). На рис. 4, *б* изображена гистограмма распределения выборок в точке пересечения.

Ключевым применением гистограмм является распределение частоты значений погрешности измерения временного интервала (Time Interval Error – TIE) для всех битовых переходов рассматриваемого сигнала. TIE – это разница во времени между действительной и ожидаемой точками пересечения на глазковой диаграмме. Гистограмма значений TIE – это основной набор данных для процедур выделения джиттера, требуемых различными стандартами.

На рис. 4 показана глазковая диаграмма и связанная с ней гистограмма ТІЕ. Глазковая диаграмма смещена так, чтобы в центре была видна область перехода (точка пересечения) между двумя «глазами».

На диаграмме прослеживаются две отдельные линии фронтов и спадов, что говорит о наличии детерминированных составляющих джиттера. Но, линии эти размытые, что свидетельствует также о присутствии случайной составляющей джиттера. Гистограмма точек перехода на глазковой диаграмме имеет два максимума, что искажает кривую Гаусса. Это говорит о том, что сигнал имеет как детерминированную, так и случайную составляющие джиттера.

На рис. 5 в качестве примера показана гистограмма области перехода глазковой диаграммы. Случайный джиттер можно анализировать по краям диаграммы, в то время как в центре преобладают компоненты детерминированного джиттера. Задача состоит в том, чтобы определить характеристики функции Гаусса (среднее значение и средне-квадратическое отклонение) на каждой из сторон. Для этого по краям гистограммы необходимо вписать графики функции Гаусса и по ним посчитать средние значения и среднеквадратические отклонения.







Рис. 5. Гистограмма области перехода глазковой диаграммы

Построение U-образной кривой (bathtub curve) (рис. 6). Данный метод представляет собой график зависимости частоты ошибок по битам (BER) от положения пробной точки на единичном интервале (UI). Обычно график представляют в логарифмическом масштабе, чтобы уменьшить наклон кривой. Считается, что джиттер не должен приводить к битовым ошибкам с коэффициентом больше 10^{-12} .



Рис. 6. U-образной кривая (bathtub curve)

В области пересечения на глазковой диаграмме BER = 0,5 (равная вероятность правильного и неверного определения бита). В этой области преобладает механизм детерминированного джиттера, кривая идет полого. По мере продвижения пробной точки к центру единичного интервала BER стремительно уменьшается, и усиливается влияние случайного шума. Оптимальное положение пробной точки – в центре единичного

интервала (глаза). Помехоустойчивость определяется по расстоянию между ветвями Uобразной кривой. Чем больше это расстояние, тем более устойчива система.

Рассмотренные выше методы измерения фазовых шумов и джиттера широко применяются в современных анализаторах спектра. Поэтому, проведение измерений в таких условиях сводится к использованию специального оборудования.

Измерение джиттера сигналов СЦТВ на базе оборудования «Красноярского КРТПЦ»

Для измерения различных характеристик сигналов тракта передачи и приема сигналов СЦТВ в «Красноярском КРТПЦ» используются анализаторы фирм Rohde & Schwarz, ООО «Планар», Enensys. Данные анализаторы представляют собой комплекс, состоящий из устройств и ПО, которые производят измерения и контроль параметров сигналов цифрового ТВ и характеристик трактов их приема и передачи.

Анализатор фирмы ООО «Планар» «РАП ЦТВ» [3] представляет собой измерительный блок, подключаемый по интерфейсу USB к персональному компьютеру, на котором установлено специализированное программное обеспечение (рис. 7).



Рис. 7. Анализатор параметров телевещательной аппаратуры «РАП ЦТВ»

Анализатор РАП ЦТВ обеспечивает определение джиттера в диапазоне ±500 нс и разрешающей способностью не менее 37 нс.

В настоящее время существует множество средств для измерения джиттера в том числе и при наличии различных перекрестными помех в тракте СЦТВ. Но одно лишь численное определение джиттера недостаточно для выявления причин его возникновения. Тракт передачи и приема сигналов СЦТВ является сложной системой, состоящей из большого количества приемо-передающих устройств, кабельных соединений, устройств синхронизации и обработки сигналов. В данной связи необходимы методы и алгоритмы обработки результатов измерений джиттера для выявления причин его возникновения в различных узлах тракта. Решение данной задачи позволит оперативно воздействовать на возникновение помех и обеспечить приемлемое качество трансляции программ СЦТВ.

Список литературы

1. ГОСТ 17657–79. Передача данных. Термины и определения. Введ 01.07.1980. М.: Изд-во стандартов, 1980. 25 с.

2. Дворкович В.П., Дворкович А.В. Метрологическое обеспечение видеоинформационных систем: монография. М.: Техносфера, 2015. 784 с.

3. Анализаторы радиочастотные параметров телевещательной аппаратуры РАП ЦТВ: руководство по эксплуатации. 2015. 22.

ПРЕДОСТАВЛЕНИЕ УСЛУГ TRIPLEPLAY НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИЙ ШИРОКОПОЛОСНОГО РАДИОДОСТУПА NG-1

А. В. Туров, А. Г. Девлишов, Д. Ю. Черников

ООО «КоммИнформ» Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074. г. Красноярск, ул. Киренского, 28

Рассмотрены возможности использования систем широкополосного радиодоступа в качестве распределительной сети при предоставлении услуг TriplePlay. Предложен вариант бюджетной топологии для станционного оборудования оператора связи, ориентированный на предоставление услуг TriplePlay.

На сегодняшний день существуют и активно развиваются три основных массовых информационно-коммуникационных сервиса: телефония, телевидение и интернет-коммуникации (передача данных). Время, когда упомянутые ИКТ-сервисы были разделены технологически и организационно и каждый из них базировался на собственной инфраструктуре далеко позади. Ранее для потенциальных пользователей это выглядело так: телефонный провод, телевизионный кабель и отдельный канал в Интернет, который мог заканчиваться модемом или даже спутниковой антенной. Соответственно каждую услугу оказывал самостоятельный оператор: телефонную связь – традиционные телефонные операторы (Ростелеком, например), телерадиовещание – РТРС, услуги Интернета – интернет-провайдеры (ISP).

В настоящее время объединение упомянутых услуг в единое целое является чрезвычайно актуальной задачей. Три услуги – один провайдер и единый сервисный центр вместо трех в случае отказов или неполадок. И при этом пользователь может одновременно смотреть телевизор, работать в сети Интернет и пользоваться телефонной связью. Вообще говоря, TriplePlay – маркетинговый телекоммуникационный термин, описывающий модель, когда пользователям по одному каналу широкополосного доступа предоставляется одновременно три сервиса – высокоскоростной доступ в Интернет, кабельное телевидение и телефонная связь [1].

На сегодняшний день оператор мультисервисной сети, который способен обеспечить своим абонентам широкополосное IP-подключение (со скоростью не менее нескольких мегабит в секунду), в принципе вполне способен предоставлять все три наиболее массовых и привычных сервиса одновременно через IP-канал организованный по используемой им технологии. Технологически такие IP-каналы в принципе могут быть достаточно различными, главное, чтобы они обеспечивали нужную производительность и были управляемыми с точки зрения качества: поддерживали приоритезацию различных типов трафика, различные уровни обслуживания. Следует отметить, что оператор такой мультисервисной сети не просто воспроизводит старые услуги на новой технологической базе, но и делает их более интересными, качественно иными и обязательно расширяет этот список новыми услугами, которые отсутствовали в традиционных сетях.

IP-сеть, в которой абонентский доступ построен на основе системы радиодоступа обладает рядом существенных дополнительных особенностей, позволяющих в конечном итоге обеспечить передачу столь разнородного трафика в радиоканале. Собственно NGN (NextGenerationNetwork – сеть следующего поколения) такой же маркетинговый термин как и TriplePlay, говорящий от том, что радиосеть является мультисервисной сетью связи, ядром которой является опорная IP-сеть, поддерживающая полную или частичную интеграцию услуг передачи речи, данных и мультимедиа). В данной статье хотелось бы рассмотреть, как может выглядеть операторский комплекс предоставления

услуг TriplePlay для IP-сети, если такая сеть строится по технологии профессионального широкополосного радиодоступа. Одним из вариантов построения операторского комплекса в минимальном варианте может быть топология, представленная на рис. 1 [2].



Рис. 1. Топология ядра радиосети Triple Play

Во-первых, для TriplePlay нужна собственно широкополосная IP-сеть, т. е. инфраструктура, способная выдерживать нагрузку, создаваемую видеопотоками (это самая большая часть трафика); необходимо наличие поддержки IP multicast (многоадресной рассылки) для TB-вещания; наличие встроенных механизмов управления качеством (приоритезация, QoS и т. д.), а также выполнение требований минимизации времени задержки, джиттера и минимизация процента потерь пакетов [3]. Надо заметить, что предоставление в единой IP-сети таких разных по внутренней логике услуг, как доступ в Интернет, голосовая (телефонная) связь и TB (каждая со своим набором специфических требований к сети), требует очень тщательного планирования и продумывания принципов организации сети и взаимодействия ее элементов на всех уровнях модели OSI начиная с радиоинтерфейса.

Во-вторых, в этой сети должны быть внедрены программно-аппаратные средства, ответственные за соответствующие комплексы услуг. Для услуг передачи данных/доступа в Интернет – это разнообразные серверы: электронной почты, DNS, NTP, прокси, брандмауэры, балансировщики нагрузки. В представленной топологии часть этих функций возлагается на сервер доступа, а также на сервера в составе ядра системы. Для голосовых (телефонных) услуг – это шлюзы в телефонную сеть, пограничные контроллеры сессий (SBC), программные коммутаторы (Softswitch), контроллеры сигнализаций. Для представленного варианта минимальной топологии эту роль выполняет УПАТС, которая обеспечивает взаимодействие с телефонной сетью общего пользования (ТфОП) и является конвертором сигнализаций.

Для видеоуслуг – это «телевизионная» часть: стримеры, шейперы, перекодировщики. Для VoD – это видеосерверы; системы управления рапределением видеоконтента по сети; системы условного доступа, позволяющие организовать работу с видеоконтентом; системы управления абонентскими услугами (middleware).

При минимизации состава оборудования следует прежде всего исходить из необходимости сохранения главного достоинства сети TriplePlay (мультисервисной) – возможность связывать и комбинировать разные услуги в едином комплексе, наращивать ее функциональность, т. е. добавлять новые услуги, не меняя «начинку» – не трогая сетевую инфраструктуру. Здесь можно привести несколько примеров из практики услуг сети TriplePlay.

Если в нашей сети TriplePlay есть услуги телефонной связи, и есть услуги теле- и видеовещания, то довольно просто превратить телефонную услугу в услугу видеотелефонии, включив в состав абонентского оборудования устройство, которое одним своим интерфейсом подключается к IP-сети, а другим – к монитору или телевизору), недорогую USB-камеру и модернизировав ПО на стороне оператора. В традиционных сетях телевещания и телефонии этого сделать нельзя в принципе.

Логически связать картинку на экране телевизора с телефонным вызовом заметно сложнее. Следует обратить внимание, что наличие такой камеры сразу же дает возможность одновременного предоставления в сети TriplePlay еще одной услуги – услуги видеонаблюдения, которая в традиционном варианте требует опять же своей собственной инфраструктуры, другими словами – своей собственной проводки и абонентского оборудования.

Также только в IP-сети оператор всегда точно знает, кто из его абонентов что смотрит – какие телеканалы и передачи, какие фильмы. Это позволяет составлять достаточно точный рейтинг телеканалов в реальном времени. Значительно упрощается построение системы для телеголосования. Оно реализуется не телефонным звонком на показанный на экране номер или отправкой SMS, а простым нажатием кнопки на пульте дистанционного управления. Какие возможности открываются перед авторами телепрограмм: телевидение становится действительно интерактивным, зрители реально могут принимать участие в развитии сюжетов телепередач.

Но видео в IP-сетях – это не только видеотелефония, видеоконференцсвязь и телевидение. Это еще и VoD (VideoonDemand (англ. видео по требованию) – видео по запросу, система индивидуальной доставки абоненту телевизионных программ или видеофильмов по кабельной сети с мультимедиа сервера в контейнерах MPEG, AVI, FLV, MKV, QuickTime) и различные услуги на его основе.

Большой интерес у абонентов сетей TriplePlay вызывает услуга «удаленный видеомагнитофон» (PVR – PersonalVideoRecording). Это опять же не одна, а целый комплекс услуг, которые базируются на возможности использования сетевых серверных хранилищ не только для видеофильмов услуги VoD, но и для манипулирования телеканалами и любым другим видеоконтентом. Например, абонент может попросить сеть через пульт или экранное меню телевизора записать на сетевой сервер определенную телепередачу и хранить ее в течение определенного времени. Или во время трансляции спортивного соревнования пользователь, нажав на кнопку «ПАУЗА», может приостановить трансляцию, выйти и по возвращении продолжить просмотр, начиная с момента своего ухода. Эта услуга называется «просмотр со сдвигом во времени» (time-shifted TV).

Еще одной интересной особенностью сетей TriplePlay, с точки зрения операторов связи, является возможность использования комбинации ранее разнородных услуг для увеличения экономической эффективности бизнеса. В настоящее время у большинства операторов связи телефонные услуги и услуги передачи данных (доступа в Интернет) недороги и служат в основном средством привлечения клиентов. Комплексность услуг для абонента имеет смысл уже на уровне оплаты одного счета вместо совокупности счетов за различные услуги: за телефон, за Интернет, за телевидение и т. д. И наконец, услуги на базе одной мультисервисной IP-сети (TriplePlay, NGN и т. д.) оператор может

предлагать очень разным группам пользователей – от частных лиц и предприятий малого и среднего бизнеса до крупных предприятий и организаций [4].

Единая IP-инфраструктура и IP-технологии на базе открытых стандартов делают возможным широчайший спектр услуг. Это важное отличие IP-технологий от традиционных, где для каждой группы абонентов операторами обычно создавалась, по сути, отдельная инфраструктура.

В традиционных сетях связи (телефонных или эфирного, спутникового и кабельного ТВ) услуги, подобные описанным, реализовать практически невозможно. Невозможно потому, что классические способы теле-, видео- и радиовещания не предусматривают «обратной связи», модель услуги – однонаправленная, только в сторону абонента, который играет роль исключительно пассивного зрителя или слушателя и может лишь переключать каналы. Тогда как в IP услуга изначально интерактивна, нет никаких сложностей с обратным каналом, с обратной связью с абонентом – в этом главное отличие IP-телевидения и видеовещания от традиционных форм, отличие, которое со временем сделает традиционные формы неконкурентоспособными. Использование радиодоступа позволяет одновременно с этим еще и преодолеть такую техническую сложность, как отсутствие кабельных коммуникаций до места размещения абонента.

В России переход к мультисервисным IP-сетям только начинается. Количество операторов, которые строят такие сети и внедряют современные услуги на базе IP-технологий, пока невелико.

Таким образом, изучив строение сети TriplePlay с позиции построения станционного – операторского оборудования, ее услуги и эффективность, можно сделать вывод, что это крайне перспективное направление в развитии мировой коммуникации. Телекоммуникационная технология направлена на то, чтобы удовлетворить самые взыскательные требования современного потребителя и сделать набор сервисов максимально широким. Ведь суть технологии достаточно проста – подключившись единожды по каналу широкополосного радиодоступа, пользователь получает сразу все три сервиса вместо одного: высокоскоростной Интернет, интерактивное телевидение и телефонию и кроме того, одно из главных преимуществ технологии TriplePlay, – ее интерактивность

Список литературы

1. http://ru.wikipedia.org/wiki/TriplePlay

2. Девлишов А.Г., Туров А.В., Черников Д.Ю. О возможности использования технологии радиодоступа для организации «последней мили» космических систем связи // Сб. тр. III Всерос. науч.-техн. конф. «Системы связи и радионавигации». Красноярск, 2016.

3. Пинчук А.В., Соколов Н.А. Triple-Play Services: аспекты реализации // Журнал «Вестник связи». 2005. № 6.

4. Миграция к архитектуре NGN: подход и решения «АМТ Групп» // Технологии и средства связи. Спец. вып. «Широкополосные мультисервисные сети». 2005. С. 76–78.

ФОРМИРОВАНИЕ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА РАДИОПОКРЫТИЯ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АБОНЕНТСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

Д. И. Хицунов, Д. Ю. Черников

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: dimcher@mail.ru

Предпринята попытка формирования и отображения качества радиопокрытия для системы радиодоступа McWiLL (MulticarrierWirelessinternetLocalLoop), по результатам измерений, выполненных с помощью абонентского оборудования данной системы. Обрабатывались измерения, проводимые с борта подвижного объекта. Приводится описание работы разработанного программного обеспечения. Представлены и обсуждаются результаты обработки измерений в виде карт радиоокрытия.

Ни для кого не секрет, что технологии радиосвязи в настоящее время невероятно популярны. Наряду со ставшими уже традиционными услугами голосовой связи средствами подобных систем передается и потоки данных, а также и видеоизображения. Для обеспечения качественной работы систем радиосвязи и предоставления различных услуг на должном уровне необходимо выполнение определенных условий, первичным из которых является качество радиопокрытия обслуживаемой территории.

Оценка качества радиопокрытия может проводиться по одному из двух параметров – отношению сигнал/шум или величине интенсивности сигнала. Для задач мониторинга обслуживаемой территории важным параметром являются координаты точек, для которых проводятся измерения, что позволяет управлять процедурой формирования зоны радиопокрытия, сравнивая между собой визуальное отображение результатов измерений для различных конфигураций и настроек оборудования. Условия проведения измерений, описываемые в данной статье идентичны [1]. Отличия состоят в расширении функционала разработанного программного обеспечения по визуализации результатов обработки произведенных измерений.

Также как и в [1] в процессе измерения, на дисковом пространстве управляющего компьютера формируется txt-файл, с данными о времени измерения, величине интенсивности сигнала, отношению сигнал/шум, данными о местоположении измерителя по сигналам ГЛОНАСС /GPS и другими параметрами.

Для обработки проведенных измерений производится запуск программы обработки. Основное окно разработанной программы представлено на рис. 1. Для обеспечения корректной работы программы нужно выбрать txt-файл, содержащий результаты измерений, произвести выбор параметра по которому будет проводиться оценка качества зоны радиопокрытия (сигнал/шум или интенсивность сигнала), а также задать имя и расположение результирующего kml-файла.

В верхней части главного окна – две вкладки, подписанные как McWiLL и GSM, говорящие о том, что с помощью данного ПО могут быть обработаны результаты измерений, произведенные абонентским оборудованием обеих упомянутых систем. В качестве дополнительных параметров также необходимых для корректной работы программы необходимо определить границы цветов, которыми на карте-схеме будут отображаться уровни измеренных значений.

Результаты обработки измеренных значений как отображение качества радиопокрытия вдоль траектории перемещения объекта с установленным измерительным комплексом, можно просмотреть, например, в программе GoogleEarth [2].

Изменение на	строек меток kml-файла
сигнал/шум	интенсивность
Выб	ерите txt-файл
	Открыть
Users\hitsunov\Desktop\G	SMdata_12_12_2016_16_45_25.txt
Выберит	е характерирстику
🔘 сигнал/шум	🔘 интенсивность сигнал
Задайт	е имя kml-файла
gsmss	
	сположение kml-файла
Выберите ра	
Выберите ра	Открыть

Рис. 1. Главное окно программы

На рис. 2 представлен маршрут измерительного комплекса с метками различного цвета для величины интенсивности сигнала, и легенда карты для объекта, который двигался по территории города Красноярск 24.07.2016.

Участки траектории, окрашенные в красный цвет, свидетельствуют о явной недостаточности уровня интенсивности сигнала для предоставления услуги определенного вида. Причем вид услуги как раз и будет определять градации для перехода от одного цвета к другому.



Рис. 2. Карта радиопокрытия системы радиосвязи для величины интенсивности сигнала

На рис. 3 представлен маршрут измерительного комплекса с метками различного цвета для отношения сигнал/шум и выбранная легенда смены цветов.

Участки траектории, окрашенные в голубой цвет, говорят о том, что отношение сигнал/шум на данных участках является достаточным для предоставления услуг голосовой связи с помощью системы широкополосного радиодоступа McWill.



Рис. 3. Карта радиопокрытия системы радиосвязи для отношения сигнал/шум

Как уже было замечено ранее, описываемая версия разработанного программного обеспечения может быть использована для визуализации измерений выполненных с помощью абонентского оборудования, работающего в сети GSM. Для проведения мониторинга сетей GSM необходимо использовать абонентские устройства, работающие под управлением операционной системой Android [3]. Кроме того, функционал абонентского оборудования должен предусматривать возможность самостоятельного определения координат устройства в момент проведения измерений. Напомним, что для системы радиодоступа измерения координат выполнялись с помощью внешнего устройства. Разработанное приложение должно быть установлено на мобильный телефон, который предполагается использовать для оценки качества радиопокрытия. После запуска программы на экране мобильного телефона появиться окно программы, которое представлено на рис. 4.



Рис. 4. Окно программы мониторинга систем GSM

При нажатии кнопки «Txt» в памяти устройства будет создана директория «txtForKml» и текстовый файл, в имени которого будет отображена дата и время его создания. Для начала записи измеряемых данных о сети, в созданный текстовый файл, необходимо нажать кнопку «Start». Файл будет состоять из строк со следующим набором данных: дата и время; отношение сигнал/шум; интенсивность сигнала; координаты GPS. Для окончания записи следует нажать кнопку «Stop».

Чтобы оценить и визуализировать качество радиопокрытия для системы GSM, нужно сформированные и записанные текстовые файлы обработать по ранее описанной технологии с помощью программного обеспечения предобработки и визуализации. После запуска программы предобработки и визуализации нужно выбрать вкладку GSM и провести действия, идентичные ранее описанным для вкладки McWiLL.

Таким образом, разработанный комплекс программ можно использовать для проведения экспресс-анализа реального качества радиопокрытия обслуживаемой территории для систем мобильной связи и систем радиодоступа, определяя работоспособность каждой из заявленных оператором услуг в отдельности.

Список литературы

1. Использование технологии космической ретрансляции внутрисистемных каналов связи в задачах организации абонентского радиодоступа / А.О. Шорин, А.Г. Девлишов, А.В. Туров, Д.Ю. Черников // Исследования Наукограда. 2016. № 3–4 (18). С. 39–44.

2. http://www.google.com/earth/ (Google Earth).

3. Голощапов А. Google Android. Программирование для мобильных устройств. 2-е изд. СПб.: БХВ-Петербург, 2012. 448 с.

ОСОБЕННОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ АБОНЕНТСКИХ РАДИОСТАНЦИЙ В СЕТИ ШИРОКОПОЛОСНОГО РАДИДОСТУПА NG-1

Л. Л. Набирухина, К. В. Тарбазанов, Д. Ю. Черников

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28

Описаны режимы работы абонентской радиостанции в сети транкинговой связи и при непосредственной связи («прямое слушание» без использования ресурсов ретранслятора). Проанализированы различия используемого радиосигнала при организации голосовой связи. Показана возможность использования режима «прямого слушания» в качестве аварийного режима работы системы связи.

Возможности построения систем профессиональной радиосвязи на основе технологии широкополосного радиодоступа достаточно давно не вызывает сомнений [1]. Принципиальными отличиями подобных решений как правило является возможность установления группового голосового вызова с задержкой менее 300 мс, поддержка услуг диспетчеризации, обеспечение скорости передачи данных до 20 Мбит/с с возможностью предоставления услуг видеонаблюдения в режиме онлайн в HD-качестве, а также наличие автономного мобильного комплекта станционного оборудования. Все услуги предоставляются на базе одной сети, так что решение позволяет состыковаться с сетями общего пользования и существующими цифровыми и аналоговыми мобильными сетями связи [2].

Вместе с тем используемые в подобных сетях в качестве абонентских устройств радиостанции позволяют использовать дополнительные режимы работы, опираясь на функционал только абонентского оборудования.

Действительно радиостанции подобного класса могут организовывать и поддерживать радиоканал как с использованием технологий ретрансляции (рис. 1), так и в автономном режиме (рис. 2), когда связь устанавливается непосредственно между радиостанциями без использования оборудования ретранслятора.

Для перехода в непосредственный режим («прямое слушание») в меню радиостанций присутствует специальный раздел, который активируется при нажатии на левую служебную клавишу, позволяет включить данный режим и осуществить первичную настройку абонентского оборудования – рис. 3 и 4.



Рис. 1. Работа радиостанций в составе сети транкинговой связи



Рис. 2. Работа радиостанций в режиме «прямого слушания»



Рис. 3. Меню для переключения режимов работы абонентской радиостанции



Рис. 4. Работа радиостанции в режиме «прямого слушания»

Совершенно очевидным является, что основным режимом работы служит режим транкинговой связи. Действительно транкинговая связь – наиболее популярный вид профессиональной мобильной связи становиться одним из тех направлений, которые прочно обосновались среди базовых услуг профессиональной радиосвязи. В данном режиме оператор связи может организовать целый ряд групп для предоставления им независимых услуг. Вместе с тем каждый из абонентов, располагающих оборудованием, изображенном на рис. 2, 3, переводя его в режим «прямого слушания» становится способен на ограниченных дистанциях 1–1,5 км оказывать влияние на качество оказываемых услуг.

Для оценки данного влияния в режиме прямого измерительного эксперимента сравнивались параметры радиосигналов, формируемых и используемых абонентским оборудованием для установления связи. Измерительный комплекс, с помощью которого проводились наблюдения, представлен на рис. 5.

Его основой является портативный осциллограф Rohde&Schwarz RTH1004 (рис. 6), позволяющий наблюдать спектральные характеристики сигналов на частотах до 500 МГц. В состав измерительного комплекса кроме упомянутого прибора входила всенаправленная антенна, настроенная на центральную частоту транкинговой сети 339,5 МГц и не менее двух радиостанций, позволяющих реализовать транкинговый режим работы и режим «прямого слушания».

Полученные результаты измерений приведены на рис. 7



Рис. 5. Измерительный комплекс



Рис. 6. Портативный осциллограф Rohde&Schwarz RTH1004



Рис. 7. Спектральные характеристики сигналов абонентской радиостанции в режиме транкинговой связи и режиме «прямого слушания»

Как видно из рис. 7, радиосигналы, которые формируются абонентской радиостанцией в режиме транкинговой связи и в режиме «прямого слушания», значительно различаются. В режиме транкинговой связи формируется широкополосный сигнал с шириной спектра $2x\Delta f \sim 1$ МГц. На рис. 8 отдельно приведены результаты измерений спектральных характеристик сигнала абонентской радиостанции в режиме транкинговой связи.

На рис. 9 отдельно приведены спектральные характеристики сигнала абонентской радиостанции в режиме « прямого слушания».

Как видно из приведенной спектрограммы, в последнем случае сигнал является узкополосным с шириной спектра сигнал 2х Δ f не более 12 кГц. В случае необходимости и узкополный сигнал режима «прямого»слушания может быть отстроен от участка спектра, используемого для транкинговой связи и радиостанции, которые используют данный режим не будут оказывать какого-либо влияния на основной режим работы системы связи.



Рис. 8. Спектральные характеристики сигнала в режиме транка



Рис. 9 Спектральные характеристики сигнала «прямого слушания»

Таким образом, режим «прямого слушания» организует своеобразную дополнительную изолированную группу абонентов, которая способна работать самостоятельно без контроля со стороны оператора связи. Платой за проявленную таким образом самостоятельность является существенные ограничения на реальную дальность использования связи. Так для изучаемой мощности порядка 300 мВт дальность организации голосовой связи в диапазоне 350 МГц на свободном пространстве не превышает 2 км. Дополнительным ограничением будет также невозможность использования режима передачи данных, который столь успешно может быть использован при работе в сети с ретрансляцией сигнала [3]. Очевидным является и то, что для реального установления связи на всех абонентских радиостанциях, для которых предполагается использования режима «прямого слушания» и работа в одной группе потребуется настройка на один номинал частоты в соответствии с имеющимися частотными присвоениями. Подобный режим может быть использован в качестве аварийного режима при необходимости установления связи между абонентами в условиях неработоспособности ретранслятора.

Список литературы

1. Системы подвижной радиосвязи / И.М. Пышкин, И.И. Дежурный, В.Н. Талызин, Г.Д. Чвилев. М.: Радио и связь, 1986. 328 с.

2. Набирухина Л.Л., Черников Д.Ю. Сравнительный анализ технологий радиодоступа для связи с подвижными объектами // Сб. тр. III Всерос. науч.-техн. конф. «Системы связи и радионавигации». Красноярск, 2016.

3. Девлишов А.Г., Туров А.В., Черников Д.Ю. О возможностях использования технологий радиодоступа для организации «последней мили» космических систем связи // Сб. тр. III Всерос. науч.-техн. конф. «Системы связи и радионавигации». Красноярск, 2016.
КВАНТОВАЯ КРИПТОГРАФИЯ КАК МЕТОД СОВРЕМЕННОЙ ЗАЩИТЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

А. В. Иванов

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: alexiv92@mail.ru

Введение

В современном мире предаются миллионы и миллиарды мегабит информации одновременно. По каналам связи отправляют как открытую информацию, например фильмы, картинки, сообщения обычных пользователей, так и секретные, которые должны передаваться по закрытым каналам и быть хорошо защищены от перехвата, например банковская или военная информация. Для защиты данных чаще всего используются методы криптографии.

В современных системах связи выделяют традиционную криптографию и квантовую.

Традиционная криптография

Традиционная криптография для защиты данных использует математические методы, в которых основными параметрами чаще всего являются открытые и закрытые ключи. Степень защищенности информации в данных методах зависит от степени возможности перехвата в канале закрытого ключа или отдельных важных параметров, необходимых для его вычисления на сторонах передачи и приёма.

Наиболее известным является алгоритм традиционной криптографии алгоритм RSA. Принцип работы алгоритма описан в табл. 1.

Таблица 1

	Выбрать два простых различных числа	p, q
	Вычислить произведение	$n = p \cdot q$
	Вычислить функцию Эйлера	$\varphi(n) = (p-1)(q-1)$
Генерация ключей	Выбрать открытую экспоненту	e
	Вычислить секретную экспоненту	$d = e^{-1} mod \varphi(n)$
	Опубликовать открытый ключ	{e,n}
	Сохранить закрытый ключ	$\{d,n\}$
III	Выбрать текст для зашифровки	m
шифрование	Вычислить шифротекст	$c = E(m) = m^{\theta} \mod n$
Расшифрование	Вычислить исходное сообщение	$m = D(c) = c^d \mod n$

Принцип работы алгоритма RSA [1]

Для алгоритма RSA, как и традиционной криптографии, достаточно обычного открытого канала между передающей (компьютер Алиса) и приёмной (компьютер Боб) сторонами, так как метод защиты основан на математических вычислениях и вся процедура шифрования и расшифровки выполняется только с использованием компьютеров на передающей и приёмной сторонах. При использовании открытого канала недостатком традиционной криптографии является возможность активного вмешательства в канал. В этом случае между двумя компьютерами в канале может появиться третий (компьютер Ева), т. е. произойти внедрение перехватчика, который может перехватить секретный ключ для установления связи со всеми участниками передачи, и организовать передачу информации через свой компьютер. При передаче информации она может быть скопирована или изменена таким образом, что эту подмену не будет заметно для Алисы, так как от получателя информация будет принята Евой верно, а все изменения будут вноситься непосредственно на её стороне. Далее информация Бобу передаётся уже непосредственно от Евы, поэтому верность переданных данных можно проверить в большинстве случаев только сравнением переданных от Алисы и полученных Бобом данных [1].

Исходя из описанного недостатка, криптографическая стойкость алгоритма RSAопределяется размерностью криптографического ключа и сложностью разложения известного числа n на простые сомножители.

В 2010-м году группе учёных из Швейцарии, Японии, Нидерландов, Германии и США удалось успешно вычислить данные, зашифрованные при помощи ключа RSA длиною 768 бит [3]. На сегодняшний день надёжным считается ключ длиною не менее 2048 бит [4].

Постоянное увеличение длинны ключа ведёт к снижению скорости шифровки и расшифровки данных. В связи с этим алгоритм RSA не используется для защиты передаваемой информации. В традиционных методах шифрования чаще применяют алгоритмы со случайным сеансовым ключом, такие как AES, IDEA или Serpent. Но даже применение данного типа алгоритмов полностью не защищено от возможности перехвата закрытого ключа или возможности по открытому ключу расшифровать кодированные данные.

Для более качественной защиты данных при передаче существует новый вид криптографии – квантовая криптография.

Квантовая криптография

В квантовой криптографии защита данных основана на принципах квантовой физики. В защите информации участвует сам канал связи, передача осуществляется с помощью объектов квантовой механики, например при помощи фотонов. Злоумышленник, который захочет считать данные, не сможет это сделать без измерения состояния каждого отдельного фотона, что приведёт к искажению текста сообщения [2].

Изначально разрабатывались системы, которые передавали ключ с помощью одиночных фотонов. Одиночный фотон может передавать не более одного бита информации. В квантовой криптографии такой бит называется кюбитом, т. е. квантовым битом.

Для передачи полного ключа в системах может потребоваться последовательность одиночных кубитов, на основе которых может быть зашифрована информация.

Первым протоколом квантовой криптографии является протокол BB84. Безопасность данного протокола основывается на работе в идеальных условиях, т. е. отсутствие шума в канале связи и передача фотонов в состояниях, которые невозможно скопировать [2].

Рассмотрим работу алгоритма BB84 между отправителем (Алиса) и получателем (Боб) [2].

В классической теории информации считается, что передаваемое сообщение всегда можно подслушать и скопировать без изменения передаваемых битов. Если информацию зашифровать в неортогональных квантовых состояниях, таких как 0° (–), 45 °(/), 90° (|)и 135° (\), то перехватчику (Ева) будет трудно считать или скопировать информацию. Еве придётся случайным и неконтролируемым образом внести изменения, которые будут замечены Алисой и Бобом.

Суть протокола состоит в том, что Алиса случайно выбирает на первом шаге последовательность битов и последовательность базисов на втором шаге, а затем на третьем отправляет Бобу последовательность фотонов.

На четвёртом шаге Боб, после получения фотонов, случайным образом и независимо от Алисы для каждого фотона выбирает базис для измерения: прямоугольный (+) или диагональный (x), – и также для каждого фотона переводит результат измерения в двоичный ноль или единицу на пятом шаге алгоритма.

На шестом шаге Боб сообщает Алисе базисы, с помощью которых проводились измерения, и на седьмом шаге Алиса вычисляет, какие из двоичных битов совпали, и сообщает Бобу по открытому каналу.

Для дополнительной защиты выполняются ещё три шага. На двух первых Боб открывает часть своих битов, сообщая их Алисе для подтверждения правильности и оценки ошибки, вызванной прослушиванием канала, на третьем – просеивается ключ, т. е. исключаются открытые Бобом биты.

Пример работы алгоритма приведён в табл. 2 [2].

Таблица 2

1 Случайные биты (Алиса)	0	1	1	0	1	1	0	0
2 Случайные базисы (Алиса)	Х	х	х	+	+	х	х	+
3 Поляризация фотонов передаваемых	/	١	١	-		\	/	_
4 Случайные базисы приёма (Боб)	+	+	х	х	+	+	+	+
5 Полученные Бобом биты	0	0	1	1	1	0	0	0
6 Боб сообщает Алисе базисы измерений	+	+	Х	х	+	+	+	+
7 Алиса сообщает, какие из базисов измерений верны			да		да			да
8 Полученные общие биты (просеянный ключ)			1		1			0
9 Боб открывает часть битов					1			
10 Алиса подтверждает верность					да			
11 Итоговый полученный ключ (просеянный ключ			1					0
после оценки вероятности прослушки канала)			1					0

Пример работы алгоритма ВВ84

При работе протокола BB84 число битов, из которых будет состоять итоговый ключ, не превышает 50 %, так как биты выбираются случайно.

Данный протокол, даже при наличии неблагоприятных условий, т. е. шума или попытки прослушки, будет довольно стойким. Для полной защиты существует улучшенный протокол B92, а так же протоколы перепутанных состояний фотонов.

На сегодняшний день помимо криптосистем, работающих на одиночных фотонах, полностью не защищённых от возможности случайного изменения, разрабатываются многофотонные протоколы, в которых информация передаётся несколькими фотонами одновременно, что помогает исключить случайные воздействия и снижает вероятность ошибки.

Системы связи, использующие квантовую криптографию, обычно состоят из источника фотонов на передающей стороне, канала связи на основе оптоволокна и фотодетектор на приемной стороне. Для двухсторонней передачи источник и детектор должны быть продублированы, т. е. каждая из сторон выступает передатчиком и приёмником одновременно.

Применение квантовой криптографии требует создания двух каналов в сети: квантового, по которому передаются фотоны и обычного канал связи для передачи сообщений. При физической реализации существуют системы, где эти два канала объединены.

Вывод

В заключении дадим оценку двум видам криптографии, которые были проанализированы в ходе работы.

Традиционная криптография достаточно старый метод защиты информации, защита которого определяется сложностью математического алгоритма применяемого

при передаче. В ходе статьи был рассмотрен один из часто применяемых алгоритмов – RSA. Надёжность данного алгоритма зависит от длины ключа, который используется в криптосистеме.

Применение ключа 1024 бита, а на сегодняшний день уже 2048 битов и даже 8192 бита [4], даёт высокую степень защищённости, так как при таких длинах ключа становится сложнее провести вычисления простых сомножителей р и q методом Виннера или общим методом решета числового поля, но удлинение ключа приводит к снижению скорости шифрования и расшифровки.

В квантовой криптографии реализация системы сложнее, чем реализация математических методов в традиционной криптографии, так как требует постройки отдельных систем для квантового и обычного каналов связи, но скорость передачи выше, так как не требуется выполнения сложных математических операций на передающей и принимающей сторонах.

В рассмотренном методе BB84 были приведены основные принципы работы систем квантовой криптографии, которые показывают, что для получения ключа злоумышленником ему будет необходимо вмешаться в квантовый канал, что неизбежно приводит к изменению состояний фотонов и система в большинстве случаев система это распознает. Единственным существенным недостатком систем на одиночных фотонах является сложность исключения влияния сторонних факторов на состояния фотонов, поэтому современные алгоритмы квантовой криптографии основываются на многофотонных состояниях. Благодаря применению данных алгоритмов удалось снизить вероятность ошибки и вмешательства до 5 % и менее [2].

Практически реализованные системы позволили осуществить передачу зашифрованных данных на расстояния до нескольких десятков километров. Например, в 2016 г. в России была построена первая межбанковская линия квантовой связи на расстояние 30,6 километров [5], а ранее в Швейцарии были организованы квантовые линии связи между избирательными участками [6].

Подводя итог, стоит отметить, что для передачи важных данных применять традиционную криптографию становится всё труднее, так предъявляемые требования к защите высоки. На сегодняшний день альтернативным вариантом является квантовая криптография, которая достигла уже высоких показателей надёжности с вероятностью ошибки 5 % и скорости передачи в десятки мбит/с [2], а также позволяет не загружать компьютерные мощности для вычисления ключей криптографии.

Список литературы

1. Menezes A.J., Oorschot P.V., Vanstone S.A. Handbook of Applied Cryptography. CRC Press, 1996. 816 p.

2. Килин С.Я., Хорошко Д.Б., Низовцев А.П. Квантовая криптография: идеи и практика. Минск: Беларуская навука, 2007. 391 с.

3. Факторизация RSA-768 [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://eprint.iacr.org/2010/006

4. A kilobit hidden SNFS discrete logarithm computation [Электронный pecypc] / Joshua Fried, Pierrick Gaudry, Nadia Heninger, Emmanuel Thome. Режим доступа: https://eprint.iacr.org/2016/961

5. В России запустили первую межбанковскую линию квантовой связи [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://nplus1.ru/news/2016/06/16/quantum-communication

6. Квантовая криптография на выборах в Швейцарии [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.itsec.ru/articles2/Oborandteh/kvantovaya_kriptografiya_na_vyborah_v_shveycarii

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕДПРИЯТИЕМ НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ ТЕХНОЛОГИИ RFID-METOK

К. Б. Ковалев, Ю. А. Ломанцова, А. А. Строцев (научный руководитель)

ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» 344038, г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130

Разработан алгоритм определения местоположения автотранспорта на территории предприятия по сигналам считывателей RFID-меток Применение алгоритма позволяет уменьшить количество считывателей системы идентификации на основе технологии RFID-меток для контроля автотранспорта в системе управления предприятием.

Введение

Во многих сферах контроля и учета собственности применяются RFID-метки (англ. Radio Frequency IDentification – радиочастотная идентификация) — метод автоматической идентификации объектов, в котором посредством радиосигналов считываются или записываются данные, хранящиеся в транспондерах, или RFID-метках. Современная технология идентификации объектов на основе RFID применяется повсеместно – от биометрических паспортов до проездных билетов и антикражных этикеток в магазинах. Стандартная RFID-система состоит из следующих компонентов: считыватель (терминал), набор меток (транспондеров). Стационарные считыватели считывают информацию с RFID-меток, попадающих в область действия (до 100 метров), автоматически или по команде оператора.

Основные преимущества RFID-технологии заключаются в следующем [1, с. 32]:

– для считывания данных не нужен контакт или прямая видимость: данные могут считываться через грязь, краску, пар, воду, пластмассу, древесину и т. п.;

 высокое быстродействие и точность считывания данных большого объема с возможностью редактирования, удаления и добавления информации;

 пассивные транспондеры (без автономного питания) имеют фактически неограниченный срок эксплуатации;

 – RFID-метки несут большое количество информации и могут быть интеллектуальными (например, сообщать определенным считывателям разные части записанных данных);

– записанная в радиочастотной метке информация может быть зашифрована и недоступна посторонним считывателям;

– радиочастотные метки надежно защищены от внешних воздействий;

– расположение метки может быть свободным относительно считывателя.

Основные недостатки RFID-технологии:

- относительно высокая стоимость по сравнению со штриховым кодированием;

 невозможность размещения под металлическими и электропроводными поверхностями;

– взаимное влияние разных меток, одновременно находящихся в зоне действия считывателя (коллизия);

- подверженность помехам в виде электромагнитных полей;

– влияние на здоровье человека в виде электромагнитного излучения.

Коллизия – явление, в котором сигналы нескольких транспондеров появятся на входе считывателя, и произойдет их взаимное искажение. Для решения этого недостатка известен ряд антиколлизионных процедур: разделение в пространстве – SDMA, разделение по частоте – FDMA, разделение по времени – TDMA, разделение по коду – CDMA, [1, с. 34] метод разделения источников с использованием нейронных сетей (ИНС) [2]. С другой стороны искусственные нейронные сети могут быть использованы для построения алгоритма определения местоположения АТС с целью сокращения минимально необходимого количества считывателей системы идентификации.

Цель работы: уменьшение количества считывателей системы идентификации на основе технологии RFID-меток для контроля автотранспорта в системе управления предприятием.

Решаемая задача: разработка алгоритма определения местоположения автотранспорта на территории предприятия по сигналам считывателей RFID-меток.

Пусть на автотранспортных средствах (АТС) предприятия установлены RFIDметки, а по территории распределено $N_{c_{q}}$ считывателей системы идентификации на основе технологии RFID-меток для контроля автотранспорта в системе управления предприятием. Местоположение считывателей на плоскости в местной системе координат определяется векторами $(x_1 \ y_1)^T$, $(x_2 \ y_2)^T$, ..., $(x_{n_{c_q}} \ y_{n_{c_q}})^T$, ..., $(x_{N_{c_q}} \ y_{N_{c_q}})^T$. Рассматриваются несколько возможных вариантов v = 1,2,... схем расположения считывателей: $\{(x_{n_{c_q}}^v \ y_{n_{c_q}}^v)^T, n_{c_q} = 1, N_{c_q}^v\}$ и два алгоритма определения местоположения автотранспорта на территории предприятия по их сигналам.

Типовой алгоритм обработки сигналов считывателей основан на построении и реализации (аппаратной или программной) логической функции, значением которой является номер локальной области местоположения RFID-метки, а аргументами – логический сигнал срабатывания считывателей. Решение по применению типового алгоритма требует равномерного распределения считывателей по территории предприятия и является избыточным по их необходимому количеству.

Для повышения эффективности системы управления предприятием в части снижения экономических затрат возможно применение интеллектуальной процедуры обработки сигналов считывателей системы идентификации на основе применения ИНС. Её можно представить в виде следующего алгоритма:

1. Распределение по территории предприятия считывателей в соответствии с *v*-м вариантом.

2. Построение обучающей выборки ИНС.

3. Обучение ИНС принятия решения о местоположении автотранспортного средства.

4. Оценка качества функционирования системы идентификации на основе технологии RFID-меток для обученной ИНС принятия решения о местоположении автотранспортного средства.

5. Пункты 1–4 выполняются для каждого варианта v = 1, 2, ...

6. По найденным оценкам качества функционирования выбирается вариант с наименьшим числом считывателей при заданной вероятности правильного определения местоположения автотранспортного средства.

Обучающая выборка формируется на основе численного моделирования или на основе натурного эксперимента. В первом случае строится модель дальности срабатывания считывателей. Во втором – на автотранспортном средстве устанавливается навигационная аппаратура потребителя (НАП) глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС), производятся натурные эксперименты по передвижению АТС по заданным маршрутам и фиксируются срабатывания считывателей. После обучения осуществляется контроль с помощью НАП ГНСС с последующей статистической обработкой и вычислением вероятности правильного определения местоположения АТС.

В результате выполнения п. 6 алгоритма производится определение рационального количества считывателей для обеспечения требуемого уровня вероятности распознавания местоположения АТС на территории предприятия. В качестве примера рассмотрим задачу определения рационального варианта расположения считывателей для некоторого типового предприятия, план которого показан на рис. 1. Элементарной областью местоположения АТС являются квадраты со стороной 50 м. Считыватели имеют максимальный радиус срабатывания 100 м. Вариант расположения считывателей для реализации типового алгоритма представлен на рис. 2, т. е. вариант с избыточным количеством считывателей, равным 97.





Рис. 1. Типовая территория предприятия: *а* – визуальное отображение; *б* – схематическое отображение



Рис. 2. Схема расположения считывателей с избыточным количеством

Обучающая выборка сформирована основе численного моделирования. Нейронная сеть выполнена в виде многослойной сети прямого распространения [3] и обучена на основе алгоритма Левенберга-Марквардта, функция активации нейронов которой выражена сигмоидальной функцией:

$$F(\mu) = \frac{1}{1 + e^{-\mu}}, \quad \mu_k = \sum_{m=1}^M w_{km} x_m;$$
(1)

где $F(\mu)$ – функция активации; μ_k – линейная комбинация входных воздействий на *k*-м нейроне; w_{km} – синоптические веса *k*-го нейрона; x_m , $m = \overline{1, M}$ – входные сигналы; M – количество считывателей. Таким образом, определяется местоположения объекта.

Было рассмотрено 20 вариантов распределения считывателей по территории предприятия. Рациональный вариант представлен на рис. 3, который содержит 61 считыватель.



Рис. 3. Схема расположения считывателей с уменьшенным количеством

Выводы: разработанный алгоритм определения местоположения автотранспортного средства на территории предприятия по сигналам считывателей RFID-меток позволил уменьшить на 37 % количество считывателей системы идентификации на основе технологии RFID-меток для контроля автотранспорта в системе управления предприятием.

Список литературы

1. Горев А. Э. Информационные технологии на транспорте. Электронная идентификация автотранспортных средств и транспортного оборудования: учеб. пособие для студентов спец. 190701 – организация перевозок и управление на транспорте, 190702 – организация и безопасность движения (автомобильный транспорт) / СПбГАСУ. СПб., 2010. 96 с.

2. Deville Y., Damour J., Charkani N. Multi-tag radio-frequency identification systems based on new blind source separation neural networks // Neurocomputing. 2002. № 49. P. 369–388.

3. Хайкин С. Нейронные сети: полный курс. 2-е изд., испр.; пер. с англ. М.: ООО «И.Д. Вильямс», 2006. 1104 с. : ил. Парал. тит. англ.

АЛГОРИТМ КОРРЕКЦИИ КООРДИНАТ, ПЕРЕДАВАЕМЫХ БОРТОВЫМ ОТВЕТЧИКОМ СИСТЕМЫ ADS-B, ПРИ ПРИМЕНЕНИИ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Р. В. Емельянов, А. П. Морозов, А. А. Строцев

ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» 344038, г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130

Представлен алгоритм коррекции координат, передаваемых бортовым ответчиком системы ADS-B с неизвестным смещением. Применение разработанного алгоритма позволяет сократить количество минимально необходимых измерительных пунктов для реализации системы определения координат воздушных объектов с трёх до двух, т. е. упростить её техническую реализацию.

Бортовые ответчики (БО) системы ADS-В (англ. Automatic Depended Surveillance-Broadcast – автоматического зависимого наблюдения–вещания (АЗН-В)) широко применяются на воздушных судах (ВС) и функционируют в рамках систем, режимов, сервисов или видов наблюдения на частоте 1090 МГц. К ним относятся: системы вторичной обзорной радиолокации, режим S [1]; расширенный сквиттер [2]; бортовая система предупреждения столкновений [3]; система автоматического зависимого наблюдения (ADS-B, ADS-C, ADS-B 1090 ES) [4]. Источником данных о местоположении ВС является его навигационная система, поэтому при действии помех координаты могут передаваться бортовым ответчиком с некоторыми смещениями, определяемыми векторами, направление и длина которых неизвестны.

Для устранения влияния зависимости точности определения местоположения BC от характеристик их навигационных систем по требованиям ICAO в настоящее время внедряются системы типа MLAT (системы мультилатерации, многопозиционные системы наблюдения) [5]. При формировании оценки местоположения BC такие системы не используют передаваемую ADS-В информацию и включают не менее 3-х измерительных пунктов, что определяет их сложность.

С другой стороны, оценка местоположения ВС может быть получена как результат коррекции информации, передаваемой бортовыми ответчиками системы ADS-B, при применении только двух измерительных пунктов, что упрощает техническую реализацию системы.

Таким образом, актуальным является уменьшение числа необходимых измерительных пунктов при определении местоположения ВС на основе коррекции координат, передаваемых их БО.

Цель работы: уменьшение количества минимально необходимых измерительных пунктов до двух при оценке местоположения воздушных судов на основе использования информации о передаваемых их бортовыми ответчиками системы ADS-В координат с неизвестным смещением.

Решаемая задача: разработка алгоритма коррекции координат, передаваемых бортовым ответчиком системы ADS-B, при применении разностно-дальномерных измерений.

Пусть на двух измерительных пунктах (ИП) с известными координатами

$$\begin{aligned} \varsigma_{H\Pi 1}(t_i) &= \begin{pmatrix} X_{H\Pi 1}(t_i) & Y_{H\Pi 1}(t_i) & Z_{H\Pi 1}(t_i) \end{pmatrix}^{T}, \\ \varsigma_{H\Pi 2}(t_i) &= \begin{pmatrix} X_{H\Pi 2}(t_i) & Y_{H\Pi 2}(t_i) & Z_{H\Pi 2}(t_i) \end{pmatrix}^{T} \end{aligned}$$

приняты сигналы БО $S(t_i)$, содержащие информацию о его местоположении в моменты времени t_i , $i = \overline{1, I}$, $I \ge 2$.

Тогда алгоритм коррекции координат, передаваемых бортовым ответчиком системы ADS-B, при применении разностно-дальномерных измерений можно представить в виде следующей последовательности операций:

1 Получение координат БО $\varsigma_{HPH}(t_i)$ на основе обработки принятых сигналов $S(t_i)$ по рекомендациям [1].

2 Определение разности расстояний между БО и этими измерительными пунктами для каждого момента времени t_i :

$$\Delta s_i = c \cdot \Delta t_i, \ i = 1, I, \ I \ge 2,$$

где c – скорость распространения электромагнитных волн, Δt_i – разность между моментами прихода сигналов на измерительные пункты ИП1 и ИП2.

3 Определение последовательности векторов

$$\vec{s}_{i,i+1} = \zeta_{MPM}(t_{i+1}) - \zeta_{MPM}(t_i), \ i = 1, I-1,$$

между точками пространства с полученными координатами $\varsigma_{\mathit{ИPH}}(t_i), i = \overline{1, I}$.

4 Для каждой найденной разности расстояний Δs_i , $i = \overline{1, I}$ на основе известных координат измерительных пунктов $\zeta_{HII1}(t_i)$, $\zeta_{HII2}(t_i)$, формируются поверхности положения L_i в виде гиперболоидов. В параметрическом виде, в соответствии с [6, с. 37], каждую поверхность положения L_i можно представить в виде

$$\begin{split} L_{i} = \left\{ \varsigma : \varsigma, \overrightarrow{O\varsigma} = \overrightarrow{F}_{L_{i}} \left(\varphi, \theta, \Delta s_{i}, \varsigma_{H\Pi1}(t_{i}), \varsigma_{H\Pi2}(t_{i}) \right), \varphi \in [\varphi_{MUH}; \varphi_{Makc}]; \theta \in [0; 360] \right\}, \\ \overrightarrow{F}_{L_{i}} \left(\varphi, \theta, \Delta s_{i}, \varsigma_{H\Pi1}(t_{i}), \varsigma_{H\Pi2}(t_{i}) \right) = \\ &= 0, 5 \cdot \left(\varsigma_{H\Pi1}(t_{i}) + \varsigma_{H\Pi2}(t_{i}) \right) + \\ &+ M_{y}(t_{i}) M_{z}(t_{i}) \left\{ \begin{matrix} r_{0}(\varphi, \Delta s_{i}, \varsigma_{H\Pi1}(t_{i}), \varsigma_{H\Pi2}(t_{i}) \right) \cdot \cos(\varphi) \\ r_{0}(\varphi, \Delta s_{i}, \varsigma_{H\Pi1}(t_{i}), \varsigma_{H\Pi2}(t_{i}) \right) \cdot \sin(\varphi) \cdot \cos(\theta) \\ r_{0}(\varphi, \Delta s_{i}, \varsigma_{H\Pi1}(t_{i}), \varsigma_{H\Pi2}(t_{i}) \right) = \sqrt{\frac{\Delta s_{i}^{2} \cdot \left\| \varsigma_{H\Pi1}(t_{i}) - \varsigma_{H\Pi2}(t_{i}) \right\|^{2} - \Delta s_{i}^{4}}{4 \cdot \left\| \varsigma_{H\Pi1}(t_{i}) - \varsigma_{H\Pi2}(t_{i}) \right\|^{2} \cdot \cos^{2}(\varphi) - 4 \cdot \Delta s_{i}^{2}}, \end{split}$$

где φ , θ – криволинейные координаты на поверхности L_i , измеряемые в угловых градусах; $\| * \|$ – обозначение нормы вектора; $\varphi_{_{MUH}}$, $\varphi_{_{Makc}}$ – минимальное и максимальное значения криволинейной координаты φ , которые ограничены неравенствами $\varphi_{_{MUH}} \ge -90^{\circ}$, $\varphi_{_{Makc}} \le 90^{\circ}$ и определяются из условия

$$\frac{\Delta s_i^2 \cdot \left\| \zeta_{H\Pi 1}(t_i) - \zeta_{H\Pi 2}(t_i) \right\|^2 - \Delta s_i^4}{4 \cdot \left\| \zeta_{H\Pi 1}(t_i) - \zeta_{H\Pi 2}(t_i) \right\|^2 \cdot \cos^2(\varphi) - 4 \cdot \Delta s_i^2} \ge 0;$$

 $M_{y}(t_{i}), M_{z}(t_{i})$ – матрицы поворотов, определяемые угловым положением вектора, заданного точками с координатами $\zeta_{HIII}(t_{i}), \zeta_{HII2}(t_{i})$ и направленного от измерительного пункта с большим абсолютным временем приёма сигнала БО к измерительному пункту с меньшим абсолютным временем приёма сигнала БО, относительно оси *OX* геоцентрической прямоугольной экваториальной системы координат.

5 Определение оценки местоположения БО в моменты времени t_i , $i = \overline{1, I}$ путём вычисления координат $\hat{\zeta}(t_i)$ точек, исходя из условий принадлежности их соответствующим поверхностям положения и соответствия их последовательности векторов $\vec{s}_{i,i+1}$, $i = \overline{1, I-1}$, т. е. определяются такие $\hat{\zeta}(t_1)$, для которых выполняются следующая совокупность условий:

$$\begin{cases} \hat{\varsigma}(t_i) \in L_i, \ i = \overline{1, I}, \\ \hat{\varsigma}(t_{i+1}) = \hat{\varsigma}(t_{i+1}) + \vec{s}_{i,i+1}, \ i = \overline{1, I-1}. \end{cases}$$

Таким образом, количество минимально необходимых ИП коррекции координат БО при реализации предложенного алгоритма равно двум. Алгоритм развивает методический аппарат позиционных алгоритмов [7] в части получения положительного эффекта от использования временной избыточности.

Рассмотрим пример. Схема расположения двух ИП и БО при реализации алгоритма с введёнными ранее обозначениями при расположении всех объектов в вертикальной плоскости для случая, когда БО расположен ближе к первому ИП представлена на рис. При этом, число измерений: I = 3; координаты измерительных пунктов в моменты измерений: $\varsigma_{HIII}(t_1) = (30,0 \ 10,0)^T$, $\varsigma_{HIII}(t_2) = (28,0 \ 10,0)^T$, $\varsigma_{HIII}(t_3) = (26,0 \ 10,0)^T$, $\varsigma_{HIII2}(t_1) = (20,0 \ 40,0)^T$, $\varsigma_{HIII2}(t_2) = (10,0 \ 40,0)^T$, $\varsigma_{HIII2}(t_3) = (0,0 \ 40,0)^T$; результаты обработки принятых сигналов по рекомендациям ICAO: $\vec{s}_{1,2} = (-2,0 \ 0,5)^T$, $\vec{s}_{2,3} = (-2,0 \ -0,5)^T$; результаты разностно-дальномерных измерений: $\Delta s_1 = -23,2$, $\Delta s_2 = -23,8$, $\Delta s_3 = -26,8$.

Полученное решение: $\hat{\varsigma}(t_1) = (20, 0, 6, 0)^T$, $\hat{\varsigma}(t_2) = (18, 0, 6, 5)^T$, $\hat{\varsigma}(t_3) = (16, 0, 6, 0)^T$.



Рис. Схема расположения двух измерительных пунктов и бортового ответчика при реализации алгоритма

Вывод: разработанный алгоритм коррекции координат, передаваемых бортовым ответчиком системы ADS-B, при применении разностно-дальномерных измерений позволяет уменьшить количество минимально необходимых измерительных пунктов до двух при оценке местоположения воздушных судов на основе использования информации о передаваемых их бортовыми ответчиками системы ADS-B координат с неизвестным смещением.

Список литературы

1. Приложение 10 к Конвенции о международной гражданской авиации «Авиационная электросвязь». Т. IV «Системы наблюдения и предупреждения столкновений». Международная организация гражданской авиации, 2007. 318 с.

2. Doc 9871 AN/464 Технические положения, касающиеся услуг режима S и расширенного сквиттера. Международная организация гражданской авиации, 2008. 245 с.

3. Doc 9863 AN/461. Руководство по бортовой системе предупреждения столкновений (БСПС). Международная организация гражданской авиации, 2006. 245 с.

4. Doc 9924 AN/474. Руководство по авиационному наблюдению. Международная организация гражданской авиации, 2010. 320 с.

5. Cir 326 AN/188. Оценка наблюдения с использованием систем ADS-В и мультилатерации в целях обеспечения обслуживания воздушного движения и рекомендации по их внедрению. Международная организация гражданской авиации, 2013. 46 с.

6. Розендорн Э.Р. Теория поверхностей. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Физматлит, 2006. 304 с.

7. Емельянов Р.В., Морозов А.П., Строцев А.А. Позиционный алгоритм оценки пространственных параметров источников радиосигналов // Х Всерос. конф. «Радиолокация и радиосвязь». Сб. тр. М.: Ин-т радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, 2016. С. 65–69.

Секция «ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ МАТЕРИАЛЫ МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКИ»

УЛУЧШЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ РАДИОКЕРАМИКИ ИЗ СТЕАТИТОВОЙ МАССЫ С-4 ПРИ ПЕРЕХОДЕ К СПЕКОВОМУ СПОСОБУ

Ш. М. Шарафеев, В. М. Погребенков (научный руководитель)

Национальный исследовательский Томский политехнический университет 634050, г. Томск, пр. Ленина, 30 E-mail: sms4@tpu.ru

Работа посвящена усовершенствованию технологии стеатитовых электрокерамических изделий из массы C-4 при переходе от бесспекового способа производства изделий к спековому. Установлено, что данный переход сопровождается значительным увеличением усадочных явлений при конечном обжиге изделий. Выявлено, что уменьшение усадки до приемлемых значений возможно за счет предварительного синтеза стеклообразующих композиций, грануляции пресс-порошка и значительном повышении давления при прессовании.

Введение. Электроизоляционные керамические материалы широко используются в производстве различных аппаратов и приборов. Эти материалы сочетают в себе ряд важных свойств, таких как высокая механическая прочность, устойчивость в условиях вакуума при высоких температурах, инертность к ряду агрессивных сред, стабильность в течение длительного времени.

Электроизоляционная керамика с успехом применяется в производстве разнообразных радиоустановочных изделий. Радиоустановочная керамика включает в себя различные керамические материалы, имеющие величину диэлектрической проницаемости ниже десяти и отличающиеся друг от друга основной кристаллической фазой.

Благодаря малым диэлектрическим потерям и повышенной по сравнению с электрофарфором механической прочности, стеатитовая керамика из непластичных масс часто применяется в производстве различных деталей радиоаппаратуры [1].

Небольшие изделия из непластичных стеатитовых масс простой формы обычно формуются методами полусухого прессования, при этом подготовка пресс-порошка может вестись как по бесспековому, так и спековому способу. Метод горячего литься под давлением термопластичных шликеров используется для оформления изделий сложной формы, подготовка массы ведется исключительно по спековому способу.

Спековый способ подразумевает получение так называемого спека – предварительно обожженной сырьевой смеси. В случае бесспекового способа сырьевую смесь не подвергают предварительному обжигу.

Отмечается [1–3], что производство изделий по спековому способу обеспечивает более стабильные свойства керамических изделий по сравнению с бесспековым. Это объясняется тем, что в процессе предварительного обжига сырьевой смеси происходит синтез основных кристаллических и стеклообразных фаз, слагающих керамический материал, различные физико-химические процессы в твердой компонентной смеси протекают более полно.

Применяемая в настоящее время стеатитовая масса С-4 (непластичная масса для высокочастотного стеатита, изделия из которой оформляются путем полусухого прессования [4]) была разработана достаточно давно, ее технология ведется по бесспековому способу, что препятствует получению более качественных изделий на существующих производствах, занимающихся выпуском радиокерамических изделий.

Переход технологии данной массы от бесспекового способа к спековому положительно скажется на свойствах конечных изделий, однако подобное совершенствование технологии неизбежно повлечет за собой изменение ряда свойств минеральной твердой фазы пресс-порошка. Это, в свою очередь, может привести к невозможности применения эксплуатируемой дорогостоящей формующей оснастки, и, соответственно, к необходимости ее замены, что значительно повысит себестоимость выпуска изделий. Таким образом, переход производства стеатитовой керамики С-4 от бесспекового способа к спековому может быть сопряжен с определенными трудностями и требует исследования.

Цель работы. Исследование возможности перехода технологии радиоустановочной керамики из массы C-4 при переходе от бесспекового способа к спековому при сохранении технологических параметров пресс-порошка.

Методика проведения работы. Сырьевые компоненты в соответствии с заданным компонентным составом (табл. 1) подвергались мокрому помолу в барабанной мельнице с корундовыми шарами. Водный шликер обезвоживался в сушильном шкафу при температуре 90 °C.

Таблица 1

Компонент	Тальк Онотский	Глинозем технический	Глина Веселовская	Барий углекислый
Содержание, мас. %	84	1	5	10

Сырьевой состав массы С-4

Подготовка пресс-порошка по спековому способу включала в себя гранулирование увлажненной малопластичной массы путем протирки через сито, обжиг гранул, их измельчение до прохождения через сито № 0073, пластификацию полученного порошка парафином и протирку пластифицированной массы через сито № 0900.

Образцы формовались путем полусухого прессования на гидравлическом прессе при давлении 750 кгс/см². Спекающий обжиг образцов производился при температуре 1260 °C. Анализ образцов велся методами рентгенофазового анализа (ДРОН-3М) и растровой электронной микроскопии (JEOL JCM-600).

Результаты. Полученные по бесспековому способу образцы характеризуются низким водопоглощением (методом насыщения образца жидкостью и последующего гидростатического взвешивания были получены значения водопоглощения около 0,02 %). Коэффициент огневой усадки образцов растет при увеличении температуры обжига, и при 1240–1260 °C находится в пределах 1,090–1,098. Параметры соответствуют требованиям, предъявляемым к данной керамике (табл. 2).

Таблица 2

Параметр	Водопоглощение, %	Температура обжига, °С	Коэффициент усадки при обжиге
Значение	0,02	1230 - 1290	1,095

Требования к пресс-порошку из массы С-4

Водопоглощение образцов, полученных по спековому способу, также находится в пределах 0,02 %. Усадка образцов, полученных по спековому способу, снижается по мере увеличения температуры предварительного обжига, величина коэффициента усадки составляет при этом более 1,120, что значительно превышает требуемое значение 1,095.

Компенсация усадки в случае бесспекового способа происходит за счет микронеоднородностей (субмикропористости) образовавшихся кристаллов метасиликата магния, вследствие чего плотность керамического изделия снижается [5]. При спековом способе трансформация решетки талька протекает в более полной мере, следствием чего является более упорядоченное строение кристаллов метасиликата магния, что приводит к уплотнению материала. В процессе высокотемпературного нагрева разложение талька протекает с увеличением объема [6], что также компенсирует усадку образцов.

Действие вышеуказанных факторов приводит к большей пикнометрической плотности образцов, полученных по бесспековому способу (3,210 г/см³). Плотность образцов, полученных по бесспековому способу несколько ниже: она составляет 3,188 г/см³.

Рентгенофазовый анализ не выявил заметных различий между образцами, однако характер излома образцов несколько различен (рис. 1).



Рис. 1. Микрофотографии излома образцов керамики С-4 изготовленных по бесспековому (А) и спековому (Б) способах при увеличении 1500×.

Снижение усадки при обжиге изделий возможно за счет увеличения плотности полуфабриката [2–4] при повышенном давлении прессования, однако удовлетворительные значения коэффициента усадки не были достигнуты даже при повышении давления до 2000 кгс/см².

Другим приемом повышения плотности полуфабрикатов из пресс-порошков является предварительная грануляция. Предварительная грануляция полученного пресспорошка при давлении 1000 кгс/см² позволяет снизить коэффициент усадки обожженных изделий только до 1,110–1,115, что не является удовлетворительным результатом.

Задача уменьшения усадки керамики может быть также решена путем получения керамики на основе стеклообразующих композиций (СТК) [1, 2]. Компонентные составы композиций аналогичны составу исходной керамической массы, но отличаются от него количеством вводимого в шихту талька (табл. 3).

Таблица 3

Coattan	Содержание компонентов в шихте, мас.%				
Cociab	Тальк Онотский	Глинозем технический	Глина Веселовская	Барий углекислый	
СТК20	51,22	3,05	15,24	30,49	
СТК30	61,17	2,43	12,14	24,26	
CTK50	72,41	1,73	8,62	17,24	

Составы шихт СТК

Шихты СТК гранулировались протиркой через сито и обжигались при температуре 1200 °С. Далее производилась дошихтовка композиций необходимым количеством талька до заданного состава массы С-4, после чего при температуре 1260 °С готовился спек. Спек измельчался до прохождения через сито № 0073, смешивался с парафином. Пресс-порошок был получен протиркой пластифицированной массы через сито № 0900. Образцы формовались путем полусухого прессования как из пресс-порошка, так и из предварительно гранулированного порошка. Обжиг образцов проводился при температуре 1260 °C.

Коэффициент усадки керамики (рис. 2) на основе СТК растет по мере увеличения содержания талька в шихте композиции: дошихтовка смесей большим количеством талька приводит к большей степени разрыхления структуры керамики за счет увеличенной субмикропористости метасиликата магния. При предварительном синтезе СТК коэффициент усадки изделий превышает величину 1,110. Грануляция пресс-порошков позволяет снизить усадку изделий примерно на 10 %.



Рис. 2. Коэффициент усадки образцов на основе СТК без предварительной грануляции пресс-порошка (А) и с предварительной грануляцией (Б).

Дальнейшие работы по снижению усадки проводились для образцов керамики на основе СТК20. Увеличение давления прессования полуфабриката в совокупности с предварительной грануляцией пресс-порошка позволяет в значительной степени увеличить плотность спрессованного изделия и снизить коэффициент усадки до 1,096.

Таким образом, переход к спековому способу производства изделий из массы C-4 затруднен по причине повышенной усадки образцов при их спекании. Удовлетворительные значения усадки могут быть достигнуты для изделий на основе стеклообразующих композиций (с небольшим содержанием талька в шихте) при прессовании гранулированных пресс-порошков под достаточно высоким давлением (3500 кгс/см² и более).

Список литературы

1. Выдрик Г.А., Костюков Н.С. Физико-химические основы производства и эксплуатации электрокерамики. М.: Изд-во «Энергия», 1971. 328 с.

2. Химическая технология керамики и огнеупоров / П.П. Будников, В.Л. Балкевич, А.С. Бережной и др. М.: Стройиздат, 1972. 552 с.

3. Балкевич В.Л. Техническая керамика. М.: Стройиздат, 1968. 201 с.

4. Белинская Г.В., Выдрик Г.А. Технология электровакуумной и радиотехнической керамики. М.: Изд-во «Энергия», 1977. 336 с.

5. Усов П.Г., Собора Н.С. Кинетика совершенствования структуры метасиликата магния, образовавшегося в результате разложения талька // Изв. Томск. политехн. ин-та. 1974. Т. 234: Неорганическая химия. С. 68–70.

6. Усов П.Г., Попова Г.Н., Бабенко С.А. Алгуйский тальк. Томск: Изд-во Томск. политехн. ун-та, 1966. 72 с.

МЕТАЛЛОУГЛЕРОДНЫЕ НАНОКОМПОЗИТЫ НА ОСНОВЕ ПИРОЛИЗОВАННОГО КОБАЛЬТСОДЕРЖАЩЕГО ПОЛИАКРИЛОНИТРИЛА ДЛЯ СОЗДАНИЯ НИЗКОТЕМПЕРАТУРНЫХ СЕНСОРОВ ГАЗА

С. П. Коноваленко¹, Т. А. Бедная²

¹Таганрогский институт им. А. П. Чехова (филиал) РГЭУ (РИНХ) 347900, Ростовская обл., г. Таганрог, ул. Инициативная, 48 ²Политехнический институт (филиал) ДГТУ, г. Таганрог 347900, Ростовская обл., г. Таганрог, ул. Петровская, 109а E-mail: svetlana_s12@mail.ru

Рассмотрены металлоуглеродные нанокомпозиты в качестве газочувствительного слоя энергоэффективных датчиков газов резистивного типа. Установлено, что в результате ИК-отжига формируются металлоуглеродные нанокомпозиты. Показано, что электропроводность металлоуглеродных нанокомпозитов определяется температурой синтеза нанокомпозита и концентрацией металла. Проведен анализ газочувствительных свойств материалов на основе кобальтсодержащего полиакрилонитрила.

В последнее время интенсивные исследования ведутся в новом перспективном направлении – органической электроники. Одна из областей ее применения – создание сенсорных систем. Особый интерес в качестве материала для них вызывают металлоуглеродные нанокомпозиты как альтернатива неорганическими полупроводниковыми материалам. Сенсоры газов на основе органических полимеров обладают рядом преимуществ: простота получения газочувствительного материала, низкая себестоимость сенсора, возможность работы при комнатной температуре, обладают высокой стойкостью к воздействию окружающей среды и сохраняются в естественных условиях в течение длительного времени. Для возможности регулирования различных механических, электрофизических и газочувствительных свойств металлоуглеродных нанонокомпозитов, лежащих в основе сенсора газа, проводят модифицирование полимерной матрицы наночастицами металла [1].

В данной работе рассмотрен синтез новых металлоуглеродных нанокомпозитов на основе кобальтсодержащего полиакрилонитрила (ПАН) под действием ИК-нагрева. Оптимизация адсорбционно-резистивных свойств ПАН достигается в результате введения в ПАН хлорида кобальта в небольшой концентрации (0,25–1 масс. %). Газочувствительный слой сенсора представляет собой пленку полупроводникового нанокомпозитного материала на основе кобальтсодержащего ПАН с различным процентным содержанием металла [2].

Газочувствительный материал сенсора формировали в виде пленки, которую получали из пленкообразующего раствора кобальтсодержащего ПАН методом пиролиза под воздействием некогерентного ИК-излучения [3]. ИК-отжиг указанных пленок проводили в ИК-камере при невысоком вакууме (8·10⁻² мм рт. ст.) с разной продолжительностью и интенсивностью ИК-излучения на каждом этапе. Оптимальные времена и температура ИК-отжига, обеспечивающие получение пленок с высокой газочувствительностью, подобраны экспериментально. Интенсивность излучения на первом этапе ИК-отжига соответствовала температуре 250–350 °C в течение 5–20 мин. Такая обработка необходима для удаления связанного с полимером растворителя и первоначального структурирования ПАН, что приводит к формированию жесткой циклической структуры макромолекул и частичным межмолекулярным сшивкам. За счет этого затрудняется диффузия соединений металла в матрице полимера и формируется (закрепляется) равномерное распределение металла. Далее следовал нагрев до температуры основного процесса ИК-пиролиза, которая составляла 350–500 °C. Время экспозиции при заданной температуре ИК-нагрева составляло 2 мин.

Электропроводность металлоуглеродных нанокомпозитов на основе ПАН и различных металлов носит активационный характер. Определяется это в первую очередь механизмами проводимости углеродной матрицы, характерными для большинства углеродных наноматериалов. Энергия активации проводимости зависит от температуры синтеза материалов и концентрации металла, что объясняется изменениями в структуре и химическом составе.

Значение энергии активации проводимости материалов кобальтсодержащего полиакрилонитрила находится в пределах 0,19÷1 эВ. Для материалов, полученных при температуре первого ИК-отжига 250 °С и температуре второго этапа ИК-отжига 500 °С, значение энергии активации принимает значение 0,02÷0,08 эВ (кривая 2, рис. 1). Для большинства пленок кобальтсодержащего ПАН в целом характерно увеличение энергии активации проводимости с увеличением концентрации кобальта в исходном растворе (рис. 1).



Рис. 1. Зависимость энергии активации проводимости материала от концентрации кобальта при значениях температур отжига T₁/T₂: 250/350, 250/500, 300/350, 300/500, 350/450 (t₁ и t₂ составляло 5 мин)

Удельное электрическое сопротивление металлоуглеродных нанокомпозитов на основе кобальтсодержащего ПАН уменьшается с ростом температуры ИК-нагрева (рис. 2), что может быть результатом возрастания металлической фазы.

Данная особенность материала на основе кобальтсодержащего позволяет создавать неподогревные сенсоры газов в рабочем диапазоне комнатных.

На основе металлоуглеродных нанокомпозитных материалов Со/ПАН изготовлены газочувствительные сенсоры. Проведены исследования газочувствительности материала сенсора на присутствие NO₂ и Cl₂ в газовой атмосфере. В присутствии газов сопротивление материалов уменьшается и обратимо возвращается к исходному значению в течение нескольких минут.



Рис. 2. Зависимость удельного сопротивления (*a*, *б*) и коэффициента газочувствительности (*в*) сенсоров на основе материала кобальтсодержащего ПАН от рабочей температуры:

- 1. ω(Co) = 0,75 мас. %, T₁ = 300 °C, t₁ = 20 мин., T₂ = 350 °C, t₂ = 5 мин.
- 2. ω(Co) = 0,25 мас. %, T₁ = 300 °C, t₁ = 15 мин., T₂ = 350 °C, t₂ = 10 мин.
- 3. ω(Co) = 0 мас. %, T₁ = 300 °C, t₁ = 5 мин., T₂ = 450 °C, t₂ = 5 мин.
- 4. $\omega(Co) = 0,75$ mac. %, $T_1 = 250$ °C, $t_1 = 15$ мин., $T_2 = 350$ °C, $t_2 = 2$ мин.
- 5. ω(Co) = 0 мас. %, T₁ = 300 °C, t₁ = 20 мин., T₂ = 350 °C, t₂ = 10 мин.

Список литературы

1. Новые металлоуглеродные нанокомпозиты и углеродный нанокристаллический материал с перспективными свойствами для развития электроники / Л.В. Кожитов, В.В. Козлов, А.В. Костикова, А.В. Попкова // Изв. вузов. Материалы электронной техники. 2012. № 3. С. 60–68.

2. Изготовление газочувствительных элементов сенсора диоксид азота и хлора на основе кобальтсодержащего полиакрилонитрила / Т.А. Бедная, С.П. Коноваленко, Т.В. Семенистая, В.В. Петров, А.Н. Королев // Изв. вузов. Электроника. 2012. № 4 (96). С. 66–71.

3. Разработка технологии получения неподогревных сенсоров газа на основе полиакрилонитрила для гибридных сенсорных систем / С.П. Коноваленко, Т.А. Бедная, Т.В. Семенистая, В.В. Петров, Е.В. Мараева // Электрон. науч. журн. «Инженерный вестник Дона». 2012. № 4 (ч. 2). (http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n4p2y2012/1356).

НАНОСТРУКТУРНЫЕ КОМПОЗИЦИОННЫЕ ПЛЕНОЧНЫЕ СОЛНЕЧНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ НА СТЕКЛЕ

Е. Л. Торокова, А. С. Слизкова, Т. Н. Патрушева (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Борисова, 20 E-mail: katya-2594@mail.ru

Сенсибилизированный красителем солнечный элемент (DSSC) осуществляет оптическое поглощение и процесс разделения зарядов благодаря контакту сенсибилизатора как поглощающего свет материала с широкозонным полупроводником с нанокристаллической морфологией. Производство нанокристаллических материалов, открывает огромные возможности для этих систем.

DSSC элемент в основном состоит из слоев полупроводникового оксида TiO₂, красителя, электролита и катализатора, которые расположены между двумя прозрачными проводящими электродами (рис. 1).



Рис. 1. Функциональная структура и компоненты DSSC

Электроды классического сенсибилизированного красителем солнечного элемента DSSC изготавливают из обычного стекла соответствующего ГОСТ 111–2001, покрытого прозрачной оксидной проводящей пленкой $In_2(Sn)O_3$. Проводящее покрытие электродов служит для отвода сгенерированного тока в нагрузку, а материал подложки, чаще всего стекло, выступает в роли надежного опорного каркаса для ячейки, т. е. электроды выполняют двойную функцию, являясь элементом корпуса конструкции, герметизирующим ячейку от воздействий окружающей среды (кроме излучения).

Методы изготовления пленки TiO_2 – это важный аспект в производстве высокоэффективных DSC. При изготовлении фотоанода обычно используют методы трафаретной печати для нанесения нанокристаллических и субмикронных кристаллических слоев TiO₂, а также обработку хлоридом титана. В методе трафаретной печати используются специально приготовленные пасты диоксида титана. Для получения пленок TiO₂ применяются различные методы, такие как вакуумное термическое напыление, анодное окисление титана, CVD-метод и спрей-пиролиз, пиролиз аэрозоля и др. [1–3]. Экстракционно-пиролитический метод получения наноструктурированных тонких пленок и наноразмерных порошков [4] используют для синтеза гомогенных простых, сложных оксидов заданного состава. Для экстракции металлов использованы монокарбоновые кислоты, в частности α -разветвленные кислоты фракций C₅–C₉ (далее ВИК – высшие изомеры карбоновых кислот). Перед использованием ВИК как вторичный продукт нефтепереработки подвергали перегонке под вакуумом. Экстракция Ті проводилась путем контактирования водных растворов солей металлов и монокарбоновой кислоты при добавлении в раствор щелочи. В процессе экстракции катион Ti²⁺ из водной фазы 1 М раствора сульфата титана переходит в органическую фазу карбоновых кислот (ВИК) в виде карбоксилата титана Ti(RCOO)₂. Метод экстракции позволяет получить органические растворы с различной концентрацией, которая регулируется добавлением щелочного реагента. На стеклянную подложку с предварительно нанесенным экстракционно-пиролитическим методом проводящим слоем ITO наносили пленку экстракта титана методом погружения, сохраняя участок с проводящей пленкой для присоединения контактов.

Пленки различной толщины были получены последовательным нанесением раствора экстракта титана на стеклянные положки с последующим пиролизом каждого слоя при 450 °C с повторением цикла 10–20 раз. Формирование пленки TiO₂ происходило при термическом разложении прекурсора. После пиролиза на подложке формируется пористый наноструктурный слой оксида титана. Фотохимическая активность пленок TiO₂ зависит от их толщины и размеров нанокристаллитов.

Работа солнечных батарей сенсибилизированных красителем (DSSCs) включает в себя ряд межфазных процессов переноса заряда. На границе раздела фаз энергетика и кинетика являются гораздо более важными в DSSCs, чем в обычных солнечных элементах, в связи с огромной площадью внутренней поверхности нанопористого TiO_2 анода с электролитом просачивания. Общий подход подавления рекомбинации электронов на интерфейсе «ITO подложка-электролит» – использовать тонкий компактный слой TiO_2 , чтобы свести к минимуму обнаженную ITO поверхность, которая не покрывается пористой TiO_2 пленкой. Тонкий компактный слой TiO_2 (около 100 нм) был нанесен эктракционно-пиролитическим методом из раствора экстракта титана. Предварительные эксперименты показали, что пленки, нанесенные из 0,1–02 М растворов экстрактов титана покрывают всю поверхность прозрачного электрода и не обеспечивают доступа носителей заряда к электроду. Использование 0,38 М раствора экстракта способствовало формированию компактного слоя, не затрудняющего перенос электронов.

На рис. 2 приведены микрофотографии пленок TiO₂ с различной морфологией.

Мезопористый слой был сформирован из суспензии наночастиц TiO₂ размером 20 нм. Наночастицы были введены в раствор 0,3 М экстракта титана в количестве 10–15 мг/мл. Эксперименты с использованием в качестве дисперсионной среды этилового спирта, толуола, гексана были также проведены. При этом установлено, что лучшая адгезия наночастиц достигается с использованием экстракта титана. Полученная суспензия была нанесена на компактный слой TiO₂ и произведен отжиг при температуре 560 °C. Температура отжига выбрана экспериментально, согласно оптическим свойствам диоксида титана, прозрачность которого повышается при увеличении температуры отжига.

На рис. 3 представлена морфология пленки с наночастицами TiO₂ размером 20 нм с использованием различных дисперсионных сред.

Следующий слой был нанесен из суспензии наночастиц размером 200 нм (рис. 4).

Из полученных данных можно сделать вывод о том, что наночастицы TiO₂ размером 20 нм формируют гладкую поверхность с порами малого размера независимо от состава дисперсионной среды. Пленки, полученные из суспензии наночастиц TiO₂ размером 200 нм, имеют поры, видимые в обычный оптический микроскоп при неболь-

шом увеличении и шероховатую поверхность. Диспергированные в экстракте титана наночастицы распределяются более компактно, при этом пористость и шероховатость поверхности уменьшается.



Рис. 2. SEM микрофотографии высокого разрешения поверхности пленок TiO₂, нанесенных экстракционно-пиролитическим методом из 0,38 M раствора экстракта титана (*a*) и из 0,25 M раствора экстракта титана (*б*)



Рис. 3. Пленки, полученные из суспензии наночастиц ТіО₂ размером 20 нм в чистом ВИКе (*a*) и в экстракте Ті ВИК 0,32 м (б) при увеличении в 40 раз



Рис. 4. Пленки, полученные из суспензии наночастиц TiO₂ размером 200 нм в чистом ВИКе (*a*) и в экстракте Ti ВИК 0,32 м (*б*) при увеличении в 40 раз

Фотоанод TiO₂ с адсорбированным красителем и прозрачный анод (контрэлектрод) были собраны в запечатанную ячейку типа сэндвич нагреванием с горячей плавящейся пленкой. Капля раствора электролита была помещена в просверленное отверстие в контрэлектроде собранной ячейки. Отверстие было запечатано. Полученные солнечные ячейки вырабатывали электрический ток под действием солнечного излучения. Результаты испытаний ячеек при облучении солнечным светом представлены в таблице.

Результаты измерений

Таблица

	D	TT
	В помещении	На солнце
Ячейка 1:		
Электрод: ІТО 1,5 кОм		
Фотоанод: TiO ₂ из 0,38 М Ті-ВИК 15 сл		
TiO_2 наночастицы 20 нм в ВИКе 1 сл.	U = 156 мВ	U = 0,54 B
TiO_2 наночастицы 200 нм в ВИКе 1 сл.	J = 0,1 MA	J = 0,49 мА
Краситель: IRG		
Электролит: КЈ/Ј ₂ в МСМ		
Противоэлектрод: ITO + сажа		
Ячейка 2:		
Электрод: ІТО 1,5 кОм		
Фотоанод: ТіО2 из 0,38 М Ті-ВИК 15 сл		
TiO_2 наночастицы 20 нм в спирте 1 сл.	U = 196 мВ	U = 0,55 B
TiO ₂ наночастицы 200 нм в спирте 1 сл.	J = 0,07 MA	J = 0,60 мА
Краситель: IRG		
Электролит: КЈ/Ј ₂ в МСМ		
Противоэлектрод: ITO + сажа		
Ячейка 3:		
Электрод: ITO (15 слоев р~1-2 кОм)		
Фотоанод: TiO ₂ 0,38 М (15 слоев)		
TiO_2 коммерч. порошок в ВИКе (2 слоя)	U = 196 v D	II = 1.1.1 AAP
TiO ₂ 0,38М (1 слой)	U = 180 MB	0 = 144 MB
Отжиг в печи при 400 °C 20 минут	J – 0,03 MA	J = 0,153 MA
Краситель: IRG		
Электролит: КЈ/Ј ₂ в МСМ		
Противоэлектрод: ITO + сажа		

Для собранных ячеек были измерены напряжение холостого хода и ток короткого замыкания.

Изготовленные солнечные ячейки показали достаточно высокое значение напряжения. Применение наночастиц TiO₂ позволило достичь более высоких значений фототока. Как видно из таблицы, наибольшие величины тока получены с применением молекулярного сита в электролите, поскольку MCM поглощает большое количество электролита, оставаясь при этом в твердом состоянии. В этом случае решается задача обеспечения твердости электролита и его герметизации.

Список литературы

1. Патрушева Т.Н. Технологии изготовления компонентов оксидных солнечных батарей: монография. Красноярск: Изд-во СФУ, 2015. 328 с.

2. The effects of hydrothermal temperature and thickness of TiO_2 film on the performance of a dyesensitized solar cell / C.-Y. Huang, Y.-C. Hsu, J.-G. Chen et al. // Sol. Energy Mater. Sol. Cells. 2006. Vol. 90. P. 2391.

3. Electrodeposition of inorganic/organic hybrid thin films / T. Yoshida, J. Zhang, D. Komatsu et al. // Advanced Functional Materials. 2009. Vol. 19. P. 17–43.

4. Холькин А. И. Патрушева Т. Н. Экстракционно-пиролитический метод. Получение оксидных функциональных материалов. М.: КомКнига, 2006. 187 с.

МАГНИТНЫЕ И РЕЗОНАНСНЫЕ СВОЙСТВА МНОГОСЛОЙНЫХ ПЛЕНОК [(CoP)soft/NiP/(CoP)hard/NiP]n

В. П. Фурдык

ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет» 660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79 E-mail: vico4ka5@mail.ru

Представлены результаты экспериментальных исследований многослойных пленочных структур в системе Co-Ni-P с чередующимися слоями из магнитожесткого и магнитомягкого материалов, разделенных немагнитной прослойкой из аморфного Ni-P. Методом электронного магнитного резонанса установлено, что при количестве бло-ков n > 3 в спектре наблюдается три линии поглощения, что связывается с образованием скошенной магнитной структуры в подсистеме магнитных слоев. Обсуждаются механизмы межслоевого взаимодействия.

Введение

Пленочные системы, состоящие из чередующихся слоев магнитомягкого и магнитожесткого материалов, являются подходящими объектами для решения ряда задач спинтроники. Межслоевое взаимодействие в таких системах является ответственным за формирование магнитного состояния. В случае, когда имеет место сопряжение ферромагнитного и антиферромагнитного слоев, как правило реализуется эффект обменного смещения и весь наблюдаемый процесс намагничивания связан с поведением ферромагнитного слоя [2]. Когда сопрягаются ферромагнитные магнитомягкий и магнитожесткий слои возникает новое состояние, типа «магнитной пружины» [3]. В случае, когда межслоевое взаимодействие является регулируемым, есть основание ожидать новых проявлений, что может иметь практическое значение.

Ранее было показано [4], увеличение числа блоков (n) в структуре из ферромагмагнитомягкого И магнитожесткого слоев в структуре нитных [(CoP)_{soft}/NiP/(CoP)_{hard}/NiP]_n ведет к усилению влияния магнитомягкого слоя на процесс намагничивания пленочной структуры, что эффективно проявляется как уменьшение объема магнитожесткого материала. Введение немагнитной прослойки приводит к необычному процессу намагничивания пленки, осцилляциям величины коэрцитивной силы. Причем здесь немагнитная прослойка влияет на межслоевое взаимодействие между ферромагнитными слоями. Именно изучению механизмов, ответственных за формирование магнитного состояния в многослойных пленочных структурах с чередующимися слоями из магнитомягкого и магнитожесткого слоев, разделенных немагнитной прослойкой, и посвящено данное сообщение.

Методика эксперимента

Пленки [(CoNiP)_{soft}/NiP/(CoP)_{hard}]_n были получены методом химического осаждения. Содержание фосфора во всех слоях составляло 8 % ат. В магнитожестким слое СоР был в гексагональном поликристаллическом состоянии, магнитомягкий слой CoNiP находился в аморфном состоянии. Промежуточный слой NiP находился в аморфном состоянии и был немагнитный. Такая композиция слоев была выбрана потому, что при сопряжении слоев нет резкого изменения структуры на интерфейсе. Были синтезированы пленки с количеством блоков n = 1, 5, 10, 15, 20, 40. Оба магнитных слоя имели толщину t = 5 nm и немагнитный слой $t_{NiP} = 2$ nm. Толщины слоев также контролировались методом рентгеновской спектроскопии с точностью измерения ±0,5 нм. Шероховатость поверхности проверялась на атомном силовом микроскопе «Veeco MultiMode NanoScope IIIa SPM System» (с разрешением до 0.2 нм) и была ±1 нм по высоте в максимуме величины на базовой длине 20 нм. Измерения магнитных свойств проводились на установке MPMS-XL. Спектры электронного магнитного резонанса измерялись на спектрометре «Bruker E 500 CW EPR», действующем на частоте $\omega_{MWF} = 9.2$ GHz. В эксперименте постоянное магнитное поле лежало в плоскости пленки. Обработка спектров осуществлялась путем разложения экспериментальной интегральной кривой на составляющие гауссовского типа.

Результаты и обсуждение

Установлено отсутствие СВЧ сигнала от одиночного слоя NiP. Трансформация спектра электронного магнитного резонанса при изменении количества блоков n представлена на рис. 1. В бислойной структуре CoP/NiP наблюдается только один пик СВЧ поглощения, что говорит о не перемешивании слоев и отсутствии второй магнитной фазы типа сплава CoNiP, хотя пик сдвинут относительно резонансного поля (H_r) реперной пленки (CoP)_{soft} (часть а). В пленке с n = 1 спектр состоит из двух линий СВЧ поглощения: одна из них принадлежит магнитожесткому слою СоР, а другая - магнитомягкому слою (часть b). При увеличении количества блоков (n) возникает третий пик СВЧ поглощения. Структура спектра такова, что низкополевые линии имеют близкие значения резонансного поля, а ширину линии. Установлено, что с увеличением числа блоков происходит изменение формы резонансного спектра с осцилляцией величины резонансного поля высоко полевого пика в зависимости от числа блоков (п). Из рис. 1 видно, что все спектры для многослойных пленок сдвинуты в область более высоких полей относительно H_r для реперной пленки. Это, по-видимому, связано с образованием дополнительной интерфейсной анизотропии на границе раздела магнитныйнемагнитный слой. Получены температурные зависимости резонансного поля для всех пленок. Для тех пленок, где наблюдаются три пика поглощения, их поведение таково, что величины резонансных полей низко полевых пиков растут при увеличении температуры, а H_r высоко полевого пика уменьшается при тех же условиях. При этом величина расщеплений между пиками осциллирует в зависимости от числа (n).



Рис. 1. Спектры электронного магнитного резонанса пленок $[(CoP)_{soft}/NiP/(CoP)_{hard}/NiP]_n$: a – одиночный слой $(CoP)_{soft}$; b, c, d – n = 1, 10, 40. T = 300 K

С учетом магнитостатических данных [4], где было установлено сильное влияние магнитомягкого слоя на процесс намагничивания магнитожесткого слоя, наблюдаемые особенности магниторезонансных измерений можно понять, предполагая, что немагнитная прослойка влияет на межслоевое взаимодействие между ферромагнитными слоями. Отметим еще один интересный момент, связанный с поведением поля насыщения намагничивания. Так, поле насыщения (H_S) пленок с нечетным выше, чем с четным числом, и просматривается зависимость типа затухающих колебаний. Полученные результаты указывают на то, что межслоевое взаимодействие по порядку величины сравнимо с внутрислоевым обменным взаимодействием. При этом многие особенности намагничивания можно объяснить при условии существования дальнодействующего межслоевого взаимодействия, т. е. более дальнего, чем взаимодействие между соседними слоями. В этом случае возникает ситуация подобная той, что наблюдается для неколлинеарных трех подрешёточных магнетиков в системе в системе редкая земля – 3dпереходной метал. В нашем случае наличие либо конкуренции взаимодействий, либо биквадратичного обмена приводит к тому, что одна система слоев (по-видимому, магнитомягкая подсистема) разбивается на две скошенные подрешетки.

Список литературы

- 1. I. Zutic, J. Fabian, S. Das Sarma // Rev. Mod. Phys. V. 76. 323 (2004).
- 2. J. Nogues, J. Sort, V. Langlais, V. Skumraev, et al. // Phys. Rep. V. 422. 65 (2005).
- 3. S.D. Bader // Rev. Mod. Phys. V. 78. 1 (2006).
- 4. G.S. Patrin, Ya. Shiyan, K.G. Patrin, G.Yu. Yurkin // J. Low Temp. Phys. V. 182. 73 (2016).

ПОЛУЧЕНИЕ МАГНИТНЫХ ПЛЕНОК СоР и CoNiP МЕТОДОМ ХИМИЧЕСКОГО ОСАЖДЕНИЯ

В. В. Жижин, С. А. Подорожняк (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: shepa_1996@mail.ru E-mail: srodinger@mail.ru

Описана методика получения тонких магнитных пленок на стеклянных подложках методом химической металлизации. Исследованы технологические режимы процесса. Получены тонкие магнитные плёнки состава СоР и Со_{0,7}Ni_{0,3}P, измерено их поверхностное сопротивление.

Одним из перспективных классов функциональных материалов для микро- и наноэлектроники являются тонкие магнитные плёнки (ТМП). ТМП из магнитомягких материалов широко применяются для создания головок записи и считывания информации, датчиков слабых магнитных полей, на их основе также разрабатываются конструкции различных управляемых устройств в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ): фильтров, амплитудных модуляторов, ограничителей мощности, фазовых манипуляторов [1]. Значительные перспективы применения ТМП открываются для создания элементов спинтроники, в которых используется возможность значительного изменения электрического сопротивления пленки при изменении магнитного состояния [2, 3].

ТМП могут быть получены методами вакуумного напыления, газофазной эпитаксии, методом электролиза. Однако эти методы предъявляют высокие требования к оборудованию, требуют использования дорогих реагентов и реактивов, а в случае электолиза – использования электропроводящих подложек. Значительную часть этих недостатков устраняет метод химического восстановления металлов из растворов, иначе называемый методом химического осаждения. Этот метод позволяет осаждать пленки на стекле, прочно сцепленные с подложкой, с шероховатостью, не превышающей 20 нм. Также этот метод позволяет формировать сэндвич-структуры с толщиной слоев в несколько нанометров [2].

Получение тонких плёнок методом химического осаждения – хорошо известный в промышленности процесс, применяемый, например, для получения сплошного слоя химической меди в отверстии с высокой адгезией к диэлектрику. Предварительная подготовка поверхности подложек подразумевает процедуры сенсибилизации и активации. Цель процедуры сенсибилизации заключается в создании на поверхности подложки слоя ионов Sn²⁺, вступающих на стадии активации в реакцию с ионами Pd²⁺, в результате чего на поверхности образуется тончайший слой атомов палладия, служащих затравками для роста металлической плёнки.

$$\operatorname{Sn}^{2+} + \operatorname{Pd}^{2+} \to \operatorname{Sn}^{4+} + \operatorname{Pd}^{0} \tag{1}$$

Автор работы [4] описывает следующий раствор для сенсибилизации: SnCl₂·2H₂O 10–100 г/л, HCl конц. – 10–50 мл/л, а для улучшения смачиваемости алкилтиомочевину 0,5–1 г/л или лаурилсульфат натрия 0,001–250 г/л. Однако данный раствор не обеспечивает равномерности покрытия, достаточной для получения ТМП с требуемыми значениями шероховатости, поэтому была разработана следующая методика подготовки раствора. В 100 мл дистиллированной воды растворяют 0,2 г SnCl₄·5H₂O и подвергают кипячению в течение 5 минут, после чего раствор остужают и фильтруют через тройной слой фильтра «синяя лента». Полученный прозрачный раствор используется для

сенсибилизации. Для активации используется стандартный раствор PdCl₂ 0,25–1 г/л, HCl (1,19 г/см³) – 2–3 г/л.

Далее, для осаждения ТМП состава $Co_xNi_{1-x}P$ применяется раствор, содержащий соль кобальта (CoSO₄ или CoCl₂), соль никеля (NiSO₄ или NiCl₂), гипофосфит натрия NaH₂PO₂, лимонокислый натрий Na₃C₆H₅O₇, и щелочной реагент, в качестве которого могут выступать различные вещества: NaOH, KOH, NaHCO₃, Na₂CO₃, NH₄OH. Составы растворов могут варьироваться в широких пределах в соответствии с табл.1.

Таблица 1

CoSo ₄ или CoCl ₂ , г/л	NiSo ₄ или NiCl ₂ , г/л	NaH ₂ PO ₂ , г/л	Na ₃ C ₆ H ₅ O ₇ , г/л
2,5–40	2,5–40	2,.5-80	20-80

Составы растворов для осаждения плёнок СоР

Щелочной реагент применяется для задания необходимого значения pH исходя из требуемого типа кристаллической решётки и коэрцитивной силы [4].

На рис. 1 представлена зависимость pH от концентрации NaOH, выступающего в роли щелочного реагента в рабочем растворе. Состав рабочего раствора: $CoSO_4 \cdot 7H_2O - 5 r/\pi$, $NaH_2PO_2 \cdot H_2O - 5 r/\pi$, $Na_3C_6H_5O_7 - 20 r/\pi$.



Рис. 1. Зависимость рН рабочего раствора от концентрации NaOH

Как видно из рис. 1, рост величины pH в районе концентрации NaOH ~0,8 г/л значительно ускоряется, что может быть связано с процессами комплексообразования, и что должно вызывать изменения в структурных и магнитных параметрах получаемых плёнок [5].

Для исследования электрических свойств были получены две партии плёнок – состава кобальт-фосфор CoP и состава кобальт-никель-фосфор Co_{0.7}Ni_{0.3}P. Для получения CoP плёнок использовался раствор состава CoSO₄·7H₂O – 5 г/л, NaH₂PO₂·H₂O – 10 г/л, Na₃C₆H₅O₇ – 20 г/л, для получения Co_{0.7}Ni_{0.3}P плёнок – CoSO₄·7H₂O – 3,5 г/л, NiSO₄·6H₂O – 1,5 г/л NaH₂PO₂·H₂O – 15 г/л, Na₃C₆H₅O₇ – 20 г/л. В качестве щелочного реагента для плёнок CoP использовался 1М раствор NaOH, а для плёнок CoNiP – 1M Na₂Co₃. Значения концентрации щелочных реагентов, соответствующие им величины pH, а также определённые четырёхзондовым методом поверхностные сопротивления плёнок приведены в табл. 2.

Визуальный осмотр и данные микроскопии (рис. 2) показывают неплохое качество поверхности. Плёнки отлично держатся на поверхности.

Таблица і	2
-----------	---

Вещество	Тип щелочного	Концентрация	pН	Время	Поверхностное
	реагента	щелочного		осаждения,	сопротивление,
		реагента, мл/л		МИН	Ом/□
CoP	$1M(Na_2CO_3)$	26	9,0	2,5	17.9
CoP	$1M(Na_2CO_3)$	26	9,0	3,5	12.68
CoP	$1M(Na_2CO_3)$	26	9,0	7	10,16
Co _{0,7} Ni _{0,3} P	1M (NaOH)	10	7,8	1,5	80,74
Co _{0,7} Ni _{0,3} P	1M (NaOH)	15	8,2	2	46,7

Параметры осаждения и поверхностные сопротивления полученных плёнок



Рис. 2. Микрофотография поверхности ТМП состава СоР, полученная на оптическом микроскопе. Увеличение в 40 раз

Таким образом, методом химической металлизации получены тонкие магнитные плёнки состава СоР и Со_{0,7}Ni_{0,3}P. Подобные плёнки могут выступать материалом для формирования элементной базы специализированной электронной техники.

Список литературы

1. Синтез и исследование магнитных характеристик нанокристаллических пленок кобальта / Б.А. Беляев, А.В. Изотов, С.Я. Кипарисов, Г.В. Скоморохов // Физика твёрдого тела. 2008. Т. 50. № 4. С. 650–656.

2. Магнитные свойства трехслойных пленок на основе Со-Р / А.В. Чжан, С.Я. Кипарисов, В.А. Серёдкин, Г.С. Патрин // Изв. АН РАН, сер. физич. 2009. Т. 73. № 8. С. 1222–1224.

3. Магнитооптические и оптические свойства поликристаллических пленок Со-Р в области нанотолщин / Л.В. Буркова, А.В. Чжан, А.Э. Соколов, Н.Н. Косырев, К.В. Табакаева, Г.С. Патрин // Изв. РАН, сер. физич. 2016. Т. 80. № 11. С. 1480–1482.

4. Капица М. Активация поверхности диэлектрика // Технологии в электронной промышленности. 2005. № 5. С. 22–25.

5. Effect of Alkali Reagents on the Crystal Structure of Chemically Deposited CoP Films / A.V. Chzhan, T.N. Patrusheva, S.A. Podorozhnyak, V.A. Seredkin, G.N. Bondarenko // Bulletin of the Russian Academy of Sciences. Physics. 2016. V. 80. № 6. P. 692–694.

МЕТАЛЛИЗАЦИЯ МАКРОПОРИСТОГО КРЕМНИЯ ДЛЯ СОЗДАНИЯ ТОПЛИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Ф. Ф. Меркушев, С. А. Колпаков, В. А. Юзова (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: fedor-murkushev@mail.ru

Описана технология последовательного осаждения никеля и иридия на поверхность макропористых слоев толщиной 140 мкм со средним диаметром пор 1 мкм. Показана возможность внедрения металлов вглубь пор, что позволяет создавать электроды кремниевых топливных элементов с каталитически активными слоями и улучшенными электрическими, механическими и газотранспортными свойствами.

Важной областью применения металлизированного пористого кремния являются топливные элементы (ТЭ), в которых происходит прямое преобразование химической энергии в электрическую [1]. Получение металлизированного пористого кремния является непростой задачей, если учесть, что металлической пленкой в топливных элементах должна быть покрыта не только поверхность, но и стенки пор, не перекрывая при этом поры с диаметром менее 1 мкм. Решение данной задачи зависит от структуры, морфологических особенностей самого пористого материала и от металла, который будет осаждаться.

Для формирования электродов топливных элементов и каталитически активных слоев в [2] электрохимическим осаждением металлизировали макропористый и мезопористый кремний. При этом осуществлялось осаждение никеля в слой макропористого кремния для получения электродов ТЭ и осаждение платины в слой мезопористого кремния для выполнения каталитически активных слоев ТЭ.

Однако, при создании монолитных мембрано-электродных блоков (МЭБ) кремниевых топливных элементов [3] необходимо нанесение металлического катализатора непосредственно на электроды, уже металлизированные каким-либо металлом.

В настоящей работе описывается технология металлизации макропористого кремния для формирования электродов МЭБ с каталитически активными слоями путем последовательного осаждения никеля и иридия на поверхность макропористого кремния.

Исходным материалом для получения слоев макропористого кремния служил образец размером 15x15 мм, вырезанный из полированной с обеих сторон пластины монокристаллического кремния (100) n-типа электропроводности с удельным сопротивлением в пределах 5–8 Ом·см. В середине образца на пятне диаметром 10 мм по технологии, описанной в [4], электрохимическим двухсторонним травлением, были сформированы с двух сторон образца слои макропористого кремния, структура которых показана на рис. 1, *а* и *б*. Пористость слоев составила 20 %, средний диаметр пор 1 мкм и толщина пористых слоев 140 мкм. Поры равномерно распределялись по поверхности пятна образца (рис. 1, *а*). Но характерной особенностью слоев являлось наличие магистральных пор с перпендикулярными боковыми ответвлениями диаметром 50–100 nm (рис 1, *б*).

После окончания процесса электрохимического двухстороннего травления образец не вынимался из ячейки. Его промывали вместе с камерами ячейки. Затем в камеры заливался никельсодержащий электролит. Никель осаждался в пористый кремний из водного электролита состава 213 г/л NiSO₄·7H₂O, 5 г/л NiCl₂·6H₂O, 25 г/л H₃BO₄. Использовались гальваностатический режим осаждения при плотности тока 0,2 мA/см² в течение 1 минуты и никелевые электроды. Данный электролит и небольшая плотность тока способствовали внедрению никеля вглубь пор, избегая образования сплошного металлического покрытия на поверхности макропористых слоев. Действительно, по сообщениям авторов [2] при электрохимическом осаждении металла в поры большого диаметра при подобных технологических режимах металл сосредотачивается в порах, образуя трубки с толщиной стенок 0,2–0,4 мкм. Такой толщины осажденного в порах металла вполне хватает, чтобы закрыть боковые ответвления в магистральных порах и не создавать механических напряжений при транспорте газов по электроду микротопливного элемента. Кроме того, армирование никелем магистральных пор улучшит электрические и механические свойства электродов.



Рис. 1. Микрофотографии поверхности (а) и скола (б) макропористого кремния

Затем образец вынимался из ячейки, промывался и сушился при температуре 50°С. Далее на поверхность всего образца, включая поверхность макропористого кремния, термовакуумным испарением никеля наносились тонкие (не более 0,1 µm) пленки, которые по-прежнему не закрывали поры, но формировали тонкий слой никеля между металлическими трубками, созданными в макропористых слоях. Данная операция также необходима для изготовления электрического контакта и подвода тока к макропористому слою.

На заключительном этапе образец вновь размещался в ячейке так, чтобы процесс осаждения металла осуществлялся только на сформированном пятне макропористого кремния. Осаждение иридия производилось в течение 30 секунд из раствора хлориридата аммония (NH₄)₂IrCl₆) в присутствии серной кислоты (H₂SO₄). Электролит для осаждения катализатора готовился в водном растворе (NH₄)₂IrCl₆ с содержанием 13 г/л и добавлением кислоты в соотношении 1:0,1 по объему. В качестве анода применялись иридиевые электроды. Плотность тока составляла 0,1 A/ дм². В результате реакции (1), происходило замещение части Ir на Ni, который переходил в раствор, а Ir восстанавливался на поверхности образца и пор.

$$(NH_4)_2 IrCl_6 + 2Ni \xrightarrow{H_2 SO_4} 2NH_4 Cl_3 + Ir$$
(1)

После окончания процесса электрохимического осаждения образец промывался в дистиллированной воде и сушился. Визуально на пятне наблюдались с обеих сторон светлые блестящие покрытия. Результаты электронно-микроскопических исследований (Hitachi TM-1000) образца с металлизированным макропористым кремнием представлены на рис. 2, *а* и б.

Современные проблемы радиоэлектроники. 2017



Рис. 2. Микрофотографии поверхности (*a*) и скола (б) металлизированного никелем и иридием макропористого кремния

Из рис. 2, *а* видно, что поверхность макропористого кремния покрыта металлической пленкой, которая не закрывает поры. На пленке никеля четко просматриваются мелкие вкрапления иридия. Следует отметить, что для формирования слоя катализатора не требуется сплошной пленки из иридия. Достаточно мелких частиц катализатора на поверхности анода и катода ТЭ.

Рис. 2, *б* демонстрирует магистральные поры, у которых перпендикулярные боковые ответвления практически закрыты осажденными металлами, а на поверхности присутствует пористая металлическая пленка.

Таким образом, разработана технология металлизации макропористого кремния путем последовательного осаждения никеля и иридия на его поверхность. Данная технология позволит формировать электроды кремниевого топливного элемента с нанесенным катализатором. В данной технологии удачно сочетаются электрохимическое осаждение никеля вглубь пор макропористых слоев для улучшения электропроводящих, газотранспортных и механических свойств, термовакуумное осаждение никеля для подвода электрического тока с электродам ТЭ и электрохимическое осаждение иридия для формирования активных каталитических слоев на электродах.

Работа выполнена по открытому плану $C \Phi Y$.

Список литературы

1. Меркушев Ф.Ф., Юзова В.А. Простейшая конструкция микротопливного элемента на пористом кремнии / Сб. материалов Междунар. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных «Проспект Свободный-2016».

2. Долгий А.Л., Холостов К.И. Электрохимические методы осаждения металлов в пористый кремний для миниатюрных топливных элементов и бета-преобразователей энергии / Актуальные проблемы физики твердого тела: сб. докл. Междунар. науч. конф., (Минск, 22–25 нояб. 2016). Вып. 3. Т. 1. Минск: Ковчег, 2016. 278 с.

3. Астрова Е.В., Нечитайлов А.А., Забродский А.Г. Кремниевые технологии для топливных элементов // Альтернативная энергетика и экология. 2007. № 2 (46). С. 245.

4. Юзова В.А., Меркушев Ф.Ф., Ляйком У.А. Формирование сквозных структур с различной пористостью на толстых пластинах монокристаллического кремния // Изв. вузов. Материалы электронной техники. 2014. Вып. 1. С. 8–12.

РАСТВОРНЫЙ МЕТОД ИЗГОТОВЛЕНИЯ САМООЧИЩАЮЩЕГОСЯ СТЕКЛА

Т. Д. Мохирева, Т. Н. Патрушева, А. Я. Корец (научные руководители)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: fedyev@bk.ru

В работе исследуется покрытие диоксида титана для стекол, которое обладает свойствами каталитического самоочищения. Пленка диоксида титана получена экстракционно-пиролитическим методом. Исследована зависимость прозрачности стекла с пленкой в зависимости от толщины пленки и температуры отжига.

Рост строительной индустрии, в которой используются современные материалы, увеличивает потребность в стеклах с функциями самоочищения. Благодаря своей уникальной способности защищать предметы от загрязнения масляным смогом или пылью самоочищающиеся покрытия привлекли к себе огромный интерес в течение последних десятилетий и могут быть применены во многих областях, таких как строительство, транспортные средства, наружная реклама в средствах массовой информации и солнечных панелей.

Самоочищающиеся покрытия можно разделить на 2 категории: гидрофобные и гидрофильные. Гидрофобные самоочищающиеся покрытия имеют большой угол контакта с водой – больше 150 град. и являются водоотталкивающими, при этом молекулы воды стремятся сформировать сферические капли, которые будут скатываться по поверхности, унося грязь. С другой стороны, гидрофильные самоочищающиеся покрытия имеют малое значение угла контакта с водой и вода будет рассеиваться по поверхности, вместо образования капель.

Диоксид титана в фазе анатаза наиболее используем для изготовления гидрофильных покрытий, с фотоиндуцированными самоочищающимися характеристиками либо в виде тонких пленок диоксида титана либо в виде функциональных наполнителей, диспергированных в полимерной матрице [1]. При освещении прямыми УФ лучами, органическая грязь, прилипшая к покрытию поверхности будет химически разлагаться посредством химического фотокатализа диоксида титана и вода будет легко смывать грязь из-за маленького значения угла контакта с водой.

При передаче дополнительной энергии (ультрафиолета), превышающей ширину запрещенной зоны (3,2 эВ для кристаллической модификации анатаза) происходит возбуждение электрона (ē) и его переход из валентной зоны в зону проводимости, где он акцептируется кислородом. В результате в валентной зоне формируется электронная вакансия – дырка (h+), которая также принимает участие в формировании активных форм кислорода (AФK). В целом активация поверхности ультрафиолетом, сопровождающаяся образованием АФК, может быть описана следующим комплексом реакций:

$$TiO_{2} + hv \rightarrow TiO_{2} (\bar{e} + h+)$$

TiO_{2} (h+) + H₂O_{ads} \rightarrow TiO_{2} + OH⁻_{ads}+ H⁺
TiO_{2} (\bar{e}) + O_{2} \rightarrow TiO_{2} +2 O²⁻

За счет фотохимических реакций под воздействием ультрафиолетовой составляющей солнечного света такие покрытия способствуют окислению и разложению органических веществ на поверхности стекла, что способствует их удалению с поверхности и самоочищению, например, при дожде. Самоочищающееся покрытие уничтожает только органические загрязнения. Оно не сработает с краской, лаком и неорганическими соединениями. Стекла с активным слоем можно использовать и для окон, и для оранжерей, и для фасадов зданий, и для стеклянных крыш, и для недоступных окон, где обычно скапливается органическая грязь, например для световых люков. Стекло может быть установлено и вертикально, и под углом. Особенно актуально применение нано покрытий для обработки стекол высотных зданий: небоскребов, вокзалов, аэропортов и др., которые моют бригады промышленных альпинистов.

В настоящее время тонкие пленки наносят на небольшие поверхности вакуумными методами микроэлектроники. Нанесение покрытий на большие поверхности при этом требует использования больших вакуумных камер и дорогостоящего оборудования. Покрытие больших поверхностей осуществляется обычно ламинированием.

Проблема нанесения пленок на поверхности больших размеров может быть решена с использованием растворных методов, которые, благодаря молекулярным процессам и самоорганизации структур, относятся к нанотехнологиям [2]. Кроме того, получение оксидных пленок традиционными методами требует высоких температур, которые стимулируют рост кристаллитов. Предлагаемая авторами проекта растворная технология формирует наноструктурные пленки. При этом улучшаются функциональные свойства материалов. Экстракционно-пиролитическим методом можно нанести покрытие на большие поверхности и снизить температуру синтеза сложнооксидных соединений с формированием наноструктурных покрытий.

Нами проведены эксперименты по нанесению пленок диоксида титана на стекло и исследовано влияние толщины пленок и температуры термической обработки на прозрачность полученных образцов. Результаты исследований приведены на рис. 1.



Рис. 1. Спектры пропускания стекла с пленкой TiO_2 : a - в зависимости от толщины пленки: 1 - 90 нм, 2 - 150 нм, 3 - 210 нм после отжига при 600 °C; $\delta - в$ зависимости от температуры отжига: 1 - 600 °C, 3 - 550 °C, 4, 2 - 500 °C при толщине пленки 300 нм

Полученные спектры пропускания показали, что максимальной прозрачностью обладают стекла с пленок диоксида титана толщиной 90–150 нм (3–5 слоев). С повышением температуры отжига прозрачность стекол с покрытием увеличивается и максимальной прозрачностью около 90 % обладают пленки, полученные при оптимальной температуре 550 °C. Колебания спектральных линий обусловлены интерференцией в тонких пленках.

Самоочищающее действие покрытий было смоделировано двумя способами. Первый способ заключался в обесцвечивании метил-красного раствора, нанесенного на покрытия. Цветные покрытия подвергались УФ-освещению с интенсивностью 4,8 мВт \cdot см⁻² при комнатной температуре в течение 5 и 10 мин. Для регистрации затухания цвета покрытий после облучения была использована цифровая камера (рис. 2).



Рис. 2. Затухание цвета на поверхности стекла, покрытого пленой TiO₂ (справа) по сравнению с чистым стеклом (слева), покрытых раствором метилового красного и облученных УФ-светом в течение 10 мин

Другой метод включал в себя промывку поверхностей, которые были покрыты пылью бытового пылесоса. Данные показали, что после промывки на обычном стекле пыль осталась, а на стекле, покрытом пленкой TiO₂, её не наблюдалось.

Растворные технологии не требуют дорогостоящих и громоздких вакуумных установок. Для нанесения тонких пленок из растворов в промышленности разработаны пульверизаторы и роботы-автоматы. Метод пульверизации растворов используется в основном в лакокрасочной промышленности и автоматизирован роботами-малярами. Для отжига и сушки могут быть использованы печи индукционного и инфракрасного нагрева. Известно, что свойства этого материала, нанесенного на стекло, сохраняются больше чем 20 лет.

Список литературы

1. Preparation of transparent fluorocarbon/TiO₂-SiO₂ composite coating with improved self-cleaning performance and anti-aging property / Jianping Zhou, Zhongyuan Tan, Zhilei Liu, Mengmeng Jing, Wenjie Liu, Wanli Fu // Applied Surface Science. 2017. V. 396. P. 161–168.

2. Холькин А.И., Патрушева Т.Н. Экстракционно-пиролитическому методу 25 лет. Результаты и перспективы // Химическая технология. 2015. № 10. С. 3–7.

ВЛИЯНИЕ ИНТЕНСИВНОСТИ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА АМПЛИТУДУ ГЕНЕРИРУЕМЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ИМПУЛЬСОВ В МОНОКРИСТАЛЛАХ La3Ga5SiO14

П. П. Турчин^{1,2}, И. М. Рычков¹, В. И. Турчин¹, Н. А. Четвергов¹

¹Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 ²Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН 660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 50/38 E-mail: pturchin@sfu-kras.ru

Исследованы особенности управления амплитудой акустических импульсов в монокристаллах La₃Ga₅SiO₁₄ в зависимости от длины волны и интенсивности генерирующего акустический сигнал лазерного излучения.

Введение

Известен целый ряд акустических экспериментальных методик для определения нелинейных электромеханических свойств (НЭМС) пьезоэлектриков [1–3]. Для исследования нелинейности среды в этих методах к кристаллу прикладываются внешние статические однородные механические напряжения и электрическое поле. В литературе также известны экспериментальные методы по определению НЭМС из амплитуды второй гармоники [4], температурных зависимостей линейных материальных постоянных [5, 6] и другие методы, связанные с затуханием акустических волн в кристаллах [2].

Исследованная ранее [7] авторами методика оптической генерации акустических импульсов допускает управление их амплитудой. Но такое управление амплитудой акустического сигнала не является очевидным. Изменение амплитуды генерируемых акустических импульсов может зависеть от длины волны лазерного излучения и возможных механизмов затухания звука в различных кристаллах.

Авторами разработана экспериментальная установка и исследованы зависимости амплитуды генерируемых акустических импульсов от интенсивности и длины волны лазерного излучения в монокристаллах La₃Ga₅SiO₁₄.

Экспериментальная установка

Блок-схема экспериментального метода представлена на рис. 1.



Рис. 1. Блок-схема экспериментального метода. 1 – перестраиваемая лазерная система Vibrant LD 355 II; 2 – образец; 3 – пьезодатчик; 4 – ограничитель-усилитель сигнала; 5 – осциллограф DPO 7104
Исследуемый кристалл 2 облучается наносекундным лазерным импульсом, который создается перестраиваемой лазерной системой Vibrant LD 355 II 1. Лазерный импульс может быть сгенерирован с длиной волны в диапазоне 210–2400 нм с энергией импульса до 40 мДж. Механизмом генерации акустического сигнала в схеме измерений (рис. 1) является деформирование пьезопреобразователя пьезодатчика 3 вследствие теплового расширения кристалла при облучении лазерным импульсом. Акустические импульсы детектируемые пьезодатчиком через ограничитель-усилитель сигнала 4 регистрируется осциллографом DPO 7104 5 и обрабатываются по стандартной схеме импульсных ультразвуковых исследований [8]. Синхронизация запуска Vibrant LD 355 II и развертки осциллографа DPO 7104 осуществляется по импульсу лампы накачки системы Vibrant LD 355 II [7].

Результаты исследований

Измерения проводились на образце La₃Ga₅SiO₁₄ с линейными размерами ~ 1 см и кристаллографическими ориентациями (100), $(0\frac{1}{\sqrt{2}}\frac{1}{\sqrt{2}})$, $(0-\frac{1}{\sqrt{2}}\frac{1}{\sqrt{2}})$. Оптический параметрический генератор Vibrant LD 355 II, применяемый в схеме (рис. 1), допускает управление интенсивностью (I) лазерного импульса в пределах от 50 до 100 % во всем диапазоне его энергетического спектра, представленного на рис. 2.



Рис. 2. Энергетический спектр Vibrant LD 355 II

Значения амплитуд одного из акустических импульсов, регистрируемых по схеме (рис. 1), представлены на рис. 3. Геометрия облучения монокристалла La₃Ga₅SiO₁₄ импульсами лазера и регистрации акустических волн представлены на рис. 4. Функции U(I) (рис. 3) получены для набора длин волн лазерного излучения вблизи максимума энергетической кривой Vibrant LD 355 II (рис. 2). В диапазоне интенсивностей лазера I = 60÷90 % функции U(I) на рис. 3 близки к линейным.



Рис. 3. Зависимости амплитуд акустических волн, генерируемых лазерным излучением, от интенсивности I



Рис. 4. *а* – геометрия облучения исследуемого образца и генерации акустических импульсов; *б* – серия регистрируемых осциллографом DPO 7104 акустических импульсов, анализируются изменения амплитуды одного из импульсов серии



Рис. 5. Зависимость амплитуды акустической волны, генерируемой лазерным излучением, от λ

Рис. 5 характеризует изменение амплитуды акустического сигнала для различных интенсивностей лазерного излучения в зависимости от длины электромагнитной волны. Все приведенные зависимости имеют экстремумы при $\lambda = 500$ нм и $\lambda = 575$ нм. Ожидаемый максимум амплитуды генерируемой волны в области максимума энергетического спектра (рис. 2) отсутствует. Такие изменения амплитуды акустической волны (рис. 5) могут быть связаны с изменением проводимости монокристалла и затуханием акустического сигнала при рассеянии звука на свободных носителях заряда.

Заключение

Проведенные экспериментальные исследования зависимости амплитуды акустического сигнала от интенсивности и длины волны лазерного излучения подтверждают предположение о возможности управления амплитудой акустической волны.

Независимо от длины волны лазерного излучения зависимость U(I) (рис. 3) близка к линейной. Сравнение максимальных значений амплитуд генерируемых сигналов с максимумом энергетического спектра Vibrant показывает наличие затухания акустических колебаний в монокристалле La₃Ga₅SiO₁₄ в диапазоне длин волн лазерного излучения $\lambda = 450 \div 500$ нм. Это может быть связано с рассеянием акустической волны на генерируемых лазером свободных носителях заряда.

Список литературы

1. Мэзон У. (ред.). Физическая акустика: пер. с англ. Мир, 1966.

2. Труэлл Р., Эльбаум Ч. Ультразвуковые методы в физике твердого тела. Рипол Классик, 1972.

3. Эффективные пьезоэлектрические кристаллы для акустоэлектроники, пьезотехники и сенсоров / К.С. Александров и др. Изд-во Сиб. отд-ния Российской академии наук, 2008.

4. Зарембо Л.К., Красильников В.А. Нелинейные явления при распространении упругих волн в твердых телах // Успехи физических наук. 1970. Т. 102. №. 12. С. 549–586.

5. Tiersten H.F. Nonlinear electroelastic equations cubic in the small field variables // J. Acoust. Soc. Amer. 1975. V. 57. № 3. P. 660–666.

6. Baumhauer J.C., Tiersten H.F. Nonlinear electroelastic equations for small amplitude fields superposed on a bias // J. Acoust. Soc. Amer. 1973. V. 54. № 4. P. 1017–1034.

7. Оптическая генерация ультразвуковых импульсов в пьезоэлектриках La₃Ga₅SiO₁₄ и ZnO / П.П. Турчин и др. // XIX Всерос. науч.-техн. конф. молодых ученых и студентов с междунар. участием «Современные проблемы радиоэлектроники», посвященная 121-й годовщине Дня радио. С. 587–590.

8. Импульсные автоматизированные измерения скоростей упругих волн в кристаллах / П.П. Турчин, А.А. Парфенов, Н.А. Токарев, А.Е. Нестеров, А.Ю., К.С. Александров // Барнаул: Ползуновский вестник № 3/1. 2011. С. 143–147.

ИССЛЕДОВАНИЕ КОМПОЗИТНЫХ МЕМБРАН НА ОСНОВЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ФТОРПОЛИМЕРОВ МЕТОДОМ ЯДЕР-НОГО МАГНИТНОГО РЕЗОНАНСА

К. Т. Смоляров¹, В. В. Морамзин¹, Ю. Н. Иванов² (научный руководитель)

¹Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660047, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: smokost@gmail.com ²Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН – обособленное подразделение ФИЦ КНЦ СО РАН 660036, г. Красноярск, Академгородок, д. 50, стр. 38 E-mail: yuni@jph.krasn.ru

Методом ЯМР ¹H, ¹³C, ¹⁹F были исследованы нетканые мембраны на основе поликарбоната (ПК) и сополимера винилиденфторида с тетрафторэтиленом (Ф-42). Определен химический состав сополимера Ф-42. Установлено, что композитная нетканая мембрана (ПК – Ф-42) представляет собой двухфазную систему с отсутствием химических взаимодействий между фазами.

Полупроницаемые полимерные мембраны имеют широкое применение в различных областях человеческой деятельности [1, 2]. Они используются в технике в качестве фильтров, сорбентов, датчиков и сенсоров, в производстве текстиля и тканевой инженерии в качестве «умных» материалов, в высокотехнологичной медицине, в строительстве.

Сополимер винилиденфторида с тетрафторэтиленом Ф-42 (ВДФ/ТФЭ) обладает пиро-, пьезо- и сегнетоэлектрическими свойствами. На его основе можно создавать функциональные полимерные мембраны, свойствами которых можно управлять внешними электрическими и механическими полями. А поликарбонат (ПК) является дешевым термопластичным полимерным материалом, обладающим высокой ударной прочностью, твердостью и вязкостью. Физико-химические свойства композитных мембран на основе выбранных полимеров во многом определяются микроструктурой молекул.

Хорошо известно, что метод ядерного магнитного резонанса (ЯМР) является мощным инструментом исследования химического состава, молекулярной структуры веществ, характера химической связи и межмолекулярных взаимодействий. Физический принцип метода заключается в поглощении электромагнитного излучения ядрами атомов, имеющими ненулевой магнитный момент (т. е. все изотопы, имеющие нечетное число протонов и/или нейтронов), при их помещении во внешнее магнитное поле [3]. Каждый изотоп имеет свою резонансную частоту, что и позволяет определить химический состав исследуемого соединения. Тонкая структура спектров ЯМР содержит информацию о взаимном расположении атомов в молекуле и межмолекулярных взаимодействиях.

Исследования проводились на многоимпульсном спектрометре Bruker Avance 300 в магнитном поле 7 Тл. В этом поле резонансная частота ядер водорода ¹Н 300 МГц, фтора ¹⁹F 282 МГц, углерода ¹³С 75МГц. Естественное содержание углерода ¹³С около 1 %, поэтому непосредственное наблюдение спектров ЯМР на этом изотопе весьма затруднено, особенно в сложных соединениях. Значительно увеличить чувствительность ЯМР ¹³С можно с помощью метода кросс-поляризации, в котором намагниченность от ядер водорода (распространенность около 100 %) передается ядрам углерода.

Спектры ЯМР ¹⁹F оказались наиболее информативными при исследовании фторполимерных мембран. На рис. 1 изображена температурная зависимость спектров ЯМР фтора в сополимере Φ -42.



Рис. 1. Температурная зависимость спектров ЯМР фтора образца на основе сополимера Ф-42

Из-за сильного влияния диполь-дипольного взаимодействия между соседними атомами фтора и водорода (F-F и F-H), а так же из-за анизотропии тензоров химического экранирования ядер ¹⁹F почти во всем исследуемом температурном интервале, наблюдалась широкая линия ЯМР.

Однако, вблизи температуры плавления материала около 380 К, быстрое движение атомов фтора и протонов усредняет дипольные взаимодействия и анизотропную часть тензоров химического экранирования. Таким образом, положение линий в спектре $\rm SMP$ ¹⁹F определяется только изотропным химическим сдвигом, как и в спектрах жидкости.

Обработка полученных спектров ЯМР проводилась в программе TopSpin 3.5.

Спектр высокого разрешения ¹⁹F в сополимере поливинилиденфторида с тетрафторэтиленом (в ацетоне-D6) состоит из трех групп линий[4].

Изотропная часть химического экранирования зависит от ближайших соседей наблюдаемого ядра. Возможны 3 варианта различного окружения резонансного атома фтора дифторметиленового звена CF₂ (таблица).

Таблица

a	b	с
-CH ₂ -CF ₂ -CH ₂ -	-CH ₂ -CF ₂ -CF ₂ -	-CF ₂ -CF ₂ -CF ₂ -

Положение линий a, b и c в спектре ¹⁹F (рис. 1) с высокой точностью совпадают с центрами тяжести соответствующих групп линий в спектрах высокого разрешения [4, 5]. Интегральная интенсивность каждой из компонент пропорциональна числу дифторметиленовых звеньев CF_2 в соответствующих (a, b и c) положениях в сополимере Φ -42.Это позволяет определить относительные молярные доли винилиденфторида и тетрафторэтилена в сополимере Φ -42 по формуле [5]:

$$mol\%_{(VDF)} = 200 \frac{2a+b}{4a+3b+2c},$$

где a, b и c – соответствующие интегральные интенсивности линий спектров ЯМР ¹⁹F.

Расчеты показывают, что в нашем сополимере содержится 70 мол% \pm 5% ВДФ.

Спектры композита Ф42-ПК изучены в том же температурном интервале и при тех же условиях, что и приведенные выше спектры сополимера Ф-42. На рис. 2 приведены спектры ЯМP^{19} F в материале на основе композита Ф42-ПК и Ф42 при температуре 380 К.



Рис. 2. Спектры 19F в сополимере Ф-42 и композите Ф-42 – ПК при температуре 380К

Из рис. 2 видно, что спектры отличаются лишь наличием в сополимере широкой компоненты спектра, говорящей о присутствии малоподвижных позиций атомов фтора, которые принадлежат кристаллической фазе Ф-42.

В композите Ф-42-ПК цепочки сополимера Ф-42 не претерпевают изменений по сравнению с исходным полимером, температурная зависимость изменения второго момента линий спектра ¹⁹F практически полностью совпадает, т. е. композитный материал – двухфазная система Ф-42-ПК.

Исходя из анализа интегральных интенсивностей спектров ¹⁹F (рис. 2), с учетом массы соответствующих образцов, в композите Ф42-ПК содержится около трети сополимера Ф-42.

Таким образом, в композите не произошло химического изменения сополимера Ф-42, следовательно, сформированная композиционная нетканая мембрана представляет собой двухфазную систему с отсутствием химических взаимодействий между фазами. Сополимер Ф-42 содержит около 70 mol% винилиденфторида.

Список литературы

1. Gugliuzza A., Drioli E. A review on membrane engineering for innovation in wearable fabrics and protective textiles // J. Memb. Sci. 2013. Vol. 446. P. 350–375.

2. Martínez-Palou R., Likhanova N. V., Olivares-Xometl O. Supported ionic liquid membranes for separations of gases and liquids: an overview // Pet. Chem. 2014. Vol. 54. № 8. P. 595–607.

3. Лундин А.Г., Федин Э.И. Ядерный магнитный резонанс. Основы и применения. Новосибирск: Наука, 1980.

4. Li L., Twum E.B. et al. 2D-NMR Characterization of Sequence Distributions in the Backbone of Poly(vinylidene fluoride-co-tetrafluoroethylene) // Macromolecules. 2012. Vol. 45 (24). P. 9682–9696.

5. Cais R.E., Kometani J.M. Structural studies of vinilidene fluoride-tetrafluoroethylene copolymers by nuclear magnetic resonance spectroscopy // Analytica Chimica Acta. 1986. V. 189. P.101–116.

Секция «СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (АНГЛИЙСКИЙ ЯЗЫК)»

ORGANIZATION OF MONITORING THE SAFETY OF EXTERNAL ELEMENTS OF COMMUNICATION FACILITIES

I. S. Bobrov, I. V. Galkin (scientific director)

School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU 660074, Krasnoyarsk, Kirensky street, 28 E-mail: ivan s bobrov@bk.ru.

The organization of monitoring the safety of external elements of communications facilities is relevant not only in Russia, but throughout the world. Because of the theft of cables and operator equipment, as well as their damage, thousands of people remain without the Internet and telephone communications. The operator can suffer not only direct financial losses, but also suffer damage to the reputation. In this paper, I examined the requirements for protection from the theft of external elements of cellular network base stations.

At present, cellular communication is used everywhere: from communications to monitoring of various objects.

Recently the number of thefts and acts of vandalism at communication facilities has increased.

So in 2015 – the first quarter of 2016. Only according to one of the operators of the Big Three, 388 thefts from communications facilities, the damage for which amounted to 17.2 million rubles.

According to the Krasnoyarsk Territory, in June 2015, 37 thefts were committed from the base stations of operators belonging to the "Big Three".

The uninterrupted and safe operation of enterprises and organizations of electric power and telecommunications is one of the most important conditions for the national interests and strategic priorities of the Russian Federation, maintaining its sustainable social and economic development, observing the constitutional rights of citizens to a decent life and access to information, providing protection from emergency situations of natural and technogenic nature, other incidents.

Within the framework of the work, a search was made for solutions to protect the BS against theft and vandalism.

Now the BS is protected only by a low fence, the equipment itself is located in a container. The existing methods of restricting access are easily surmountable for intruders.

The first of the possible ways is to install a video surveillance system on the site. In the framework of the work, the InControl DOM-2 HD PRO video surveillance system was considered. This solution provides round-the-clock video surveillance of the communication object, regardless of the weather and time of day. At night, provides a quality image at a distance of 40 meters, as well as adjusting the viewing angle from 30 to 90 degrees. Operating temperature in the range -40 + 50.

The next possible solution is to use GPS / Glonass tags placed directly on the feeder With which you can accurately track the location of the online.

As additional protection measures, the following solutions are proposed.

Replacement, indicated in the specifications of the BS fencing fence at a height of 2.5 meters with a barbed tape "Egoza".

Perimeter protection systems. In work the decision of the Russian manufacturer – Γ HOP3A 035 has been considered. The principle of operation of system is based on

registration by the block of processing of signals of electric signals. When you try to climb over the fence, the cable rubs against the mesh and converts the mechanical vibrations into an electrical signal. The signal processing unit processes and amplifies this signal. After overcoming the critical level, an "alarm" signal is sent. After the penetration has been fixed, light and sound alarms are activated. Which also serves as an additional way to attract attention and can simply scare off thieves.

Also, in order to increase the time it takes to penetrate the object of communication, it is necessary to organize an additional perimeter. Electric fence can be used for this purpose. Within the framework of the work the decision was considered. Electro-shepherd. Widely used in agriculture.

The next solution is an armored feeder. Armor serves as a barrier against the strength and severity of the impact on the cable.

In the course of the work, it was established that the most effective way of protecting is the integrated use of the solutions considered.

This will reduce the number of thefts. As increasing the time taken to steal the cable increases the likelihood of detaining intruders at the crime scene. Thus, reducing the number of similar situations.

References

1 Fundamentals of Information Technology "Cellular Communication Systems" A.N. Berlin, publishing house - Binom. Laboratory of knowledge. 2013y.

2 Cellular communication. History, standards, technologies [Electronic resource]. Access mode: http://celnet.ru/

3 "The Bible of video surveillance. Digital and Network Technologies ". Damyanovski V. (2006)

4 "Perimeter protection systems" G.F. Shanaev, A.V. Leus, Security Focus, 2011.

MAGNETIC FIELD DEPENDENT LATERAL PHOTOVOLTAIC EFFECT IN FE₃SI/SI HYBRID STRUCTURE

I. A. Bondarev^{1,2}, N. V. Volkov² (scientific supervisor), V. G. Andyuseva³ (language advisor)

 ¹School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU 28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074
²Kirensky Institute of Physics, Federal Research Center, KRC RAS, 660036, Krasnoyarsk, Russia E-mail: fbi1993@mail.ru
³School of Philology and Language Communication SibFU 82 bld. 1 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041

In present work, lateral photovoltaic effect in Fe_3Si/Si hybrid structure has been investigated. The Fe_3Si film was epitaxially grown on a Si (111) substrate by molecular beam epitaxy (MBE) under ultrahigh vacuum conditions. The power dependences of photovoltage are nearly linear, the strongest signal is observed in the diode geometry. Lateral photovoltaic effect appears at helium temperatures and depends on magnetic field.

One of the main problems of spintronics is the search for materials with proper physical properties. Iron silicides with its high Curie temperature, low magnetocrystalline anisotropy, relatively high electrical resistance and high degree of spin polarization seem to be very promising. In our work, we have investigated the lateral photovoltaic effect (LPE) in a Fe_3Si/Si hybrid structure.

The Fe₃Si/Si film was epitaxially grown on an atomically clear boron doped Si substrate by the molecular beam epitaxy at T = 400 K under high vacuum conditions [1]. The measurements were performed at the experimental setup, which consists of helium cryostat (the temperature range is from 4 to 300K), a magnet, which can apply magnetic fields up to 1 T, 809nm laser and nanovoltmeter for measuring photovoltage.

Geometry of the experiment is shown in the left bottom corner in Fig. 1. Laser light was applied to the left side of the sample and magnetic field was applied in-plane. Power dependences of photovoltage showed nearly linear behavior, the strongest



Fig. 1. Temperature dependence of the MPV at $P = 60\mu W$ and P = 1mW. Inset: temperature dependence of photovoltage at H = 0 and H = 6kOe

signal appears at the geometry of the diode. Fig. 1 presents temperature dependences of magnetophotovoltage (MPV = $[PV(H)-PV(0)]/PV(H)\cdot 100\%$) at P = 60μ W and P = 1mW. The strongest signal appears at lower laser power, maximum MPV value reaches -20%. Inset to Fig. 1 shows temperature dependence of photovoltage at zero magnetic field and in H = 6kOe. The PV (T) curve has a peak at T = 21K.

Magnetic field influence on LPE should be further investigated. We believe that Fe₃Si is a promising material, and can be applied in future spintronic devices.

References

^{1.} I.A. Yakovlev, S.N. Varnakov, B.A. Belyaev, et al. // JETP Lett. 99 (9). 527 (2014).

MODELLING OF SOFTWARE METHODS FOR SPACECRAFT ON-BOARD EQUIPMENT PROTECTION AGAINTS INTERFERENCES CAUSED BY ELECTRO-STATIC DISCHARGE

A. V. Kostin¹, V. S. Bozrikov², M. N. Piganov²

¹Joint Stock Company Space Rocket Centre Progress 443009, Samara, Zemetsa street, 18 E-mail: electrodynamics27@yandex.ru ²Samara National Research University 443086, Samara, Moscow highway, 34 E-mail: kipres@ssau.ru

The article considers the results of RC filter and limiter diode modeling in presence of interference in onboard cable network of the spacecraft caused by the electro-static discharge and desired signal. The basic methods for improvement of on-board equipment resistance to the electro-static discharge factors are suggested. Conclusions are made about a possibility of circuits with frequency filters and limiter diodes usage to protect outputs of the on-board equipment against interference caused by electro-static discharge; about the necessity and sufficiency of taken actions to protect the spacecraft on-board equipment against the electro-static discharge factors during the design stage.

I. INTRODUCTION

While in operation, the spacecraft suffers the differential charging of its surface from cosmic radiation charged particles [1, 2]. The first investigations of SC inner and outer static-charge accumulation abroad were made in the middle 70-s of XX century [3]. In the end of XX – beginning of XXI century these investigations began a full-scale [4–8]. The static-charge causes the electro-static discharge [9]. They may be classified in the following way [10]:

1) discharges on the surface of the spacecraft causing the pulse interference in onboard cable network (OCN), antennas and sensors, placed on SC surface. These interferences arrive at the inputs of electronic units and lead to reversible or irreversible failures in electronics operation;

2) discharges in the cables connecting electronic units, antennas, sensors and solar panels;

3) discharges in the printed conductors of the electronic units (chip pins, transistors, diodes, etc.);

4) discharges in the semiconductor electronic component crystals and its nonconducting packages.

In many cases the influence of ESD comes not only to the issue of electromagnetic compatibility [11] but to the field of functional safety of on-board equipment [12].

Works [13–15] are devoted to the issues of interference computation and protection of OCN from it. During the on-ground development the on-board equipment is tested on immunity to ESD factors [16, 17]. However, the negative result of testing may require modification of on-board equipment or the whole SC, which leads to the additional time and cost expenses. That is why the scientifically based actions taken during the conceptual and technical design of SC and on-board equipment are economically more reasonable than the modification after testing. Such actions result from modelling of interference caused by ESD and ways of protection from it.

The harmful influence of interference in OCN caused by ESD may be reduced or in some cases entirely eliminated. In order to do it, it is reasonable to use special electrical circuits modelling of which this article is devoted.

It was found that the interference in OCN is similar to damped harmonic motion. The graph of interference EMF in the cable is represented in the Fig. 1. The special software was

used for the analysis. For the analysis we used unprotected twin line, as the level of induced interference in it is the highest, this fact was deduced from experiments. Interference characteristics are the following:

- duration of the envelope curve rising edge at levels 0.1 and 0.9 100 ns;
- duration of the envelope curve at level 0.1 1000 ns;
- signal amplitude 280 V;
- carrier frequency 20...250 MHz.



Fig. 1. Interference in the cable oscillogram

For the forgoing data, the signal with the same parameters was formed (Fig. 2). The carrier wave has frequency modulation. The carrier frequency is 135 MHz. Frequency deviation is 115 MHz. Frequency oscillates harmonically. Frequency modulation index is 57.5. It has been established that to describe the signal it is possible to use the following mathematical equation: where - interference amplitude; and - coefficients, characterizing time of rise and fall of interference envelope curve; - angular frequency of the harmonic oscillation as a function of time; - initial phase of the harmonic oscillation.



Fig. 2. Time diagram of the signal imitating the interference in OCN

Interference spectrum was received (Fig. 3). In the Fig. 3 it may be seen that interference signal spectrum and desired signal spectrum overlap in case of high-speed information link. For example, in case of a signal with the rising edge of 3 ns (frequency band 0...333 MHz), filtering of the interference with the frequency filter is not possible. Besides the situation becomes more complex as the amplitude of interference far exceeds the amplitude of the desired signal.

Let's conduct modelling of the elementary RC filter with the resistance 1 kOhm and capacity 5.1 nF. Values of capacity and resistance were chosen so that the filter can effectively eliminate the interference. The scheme of the filter is represented in the Fig. 4.



Fig. 3. Amplitude spectrum of the signal imitating the interference in OCN



With these circuit parameters the duration of rising edge of the desired signal at levels 0.1 and 0.9 cannot be less than 12. During the RC filter modelling the sum of the desired signal and interference was used as an input signal. We will consider as the desired signal the periodic trapezia pulse train with on-off time ratio of 2. We will take the output voltage as the result of modelling. The last statement is true for all investigated circuits. We do not model the filter load. We consider that the functional node, to the input of which the filter is connected has the input with large resistance and can be neglected.

The results of the modelling are presented in Fig. 5. It may be seen that the interference is suppressed despite the fact that its amplitude is 280 V and the desired signal is 5 V. Thus, the usage of the frequency filters is possible in this case. However, it is reasonable to use such filters in case of the slowly varying signal. In case of such signals, it is possible not to use shielded conductors. It reduces the mass of OCN and labor intensity of its production.

The other variant is LC filter. Low-frequency filters may be used for interference suppression in power supply circuits but are not suitable for high-speed lines. For the high-speed lines it is possible to use limiters in order to prevent overvoltage of on-board equipment. The scheme of such limiter diode is presented in Fig.6. The results of limiter diode modelling are presented in Fig. 7.

It is seen from Fig. 7 that it is not possible to work with the signal in the presence of the interference. That is why it is necessary to take measures to protect OCN (usage of shielded lines, twisted pairs), to install OCN in places with no ESD or the weak influence of ESD.

At the first thought the issue may be solved by using fiber cable. However, the fiber cable is insulator and it may absorb electrical charge. Such cables should be protected from particles flux. Aluminum alloy shields, protecting from particles flux, may be up to several millimeters [1]. Coaxial cable usually is shielded by screening braid. Screening braid is much lighter than mentioned shield. It reduces the level of interference in OCN up to several volt (this fact was deduced from experiments also). That is why it is necessary to have a deep analysis of methods of protection from ESD that will be used in SC design; moreover, it is preferably to do it on the stage of exterior design.

Another approach is to use software and hardware methods for protection inside SC (except filters and limiters). That is, if the interference arrives, the failure in operation of the on-board equipment should not lead to disastrous effects as ESD occur not very often. In addition, it is possible to use noise-combating codes (with the information redundancy). It is worth considering the possibility of usage of correlation or digital filters.



Fig. 7. Modelling results of the limiter diode: up – with interference, down – without interference

II. CONCLUSION

The conducted experiments research of the nonelectrode plasma generator with hollow cathode showed that during three years under the regimes: U = 1200 V, I = 0.1-1 A cathode was changed in general every $t_{gen} = 120$ hours. The obtained results show the increase of operating life of the generator in 2 times thanks to the decrease of cathode temperature that is the aim of this work.

The modelling of hardware methods of SC protection against the interference occurring in ONC due to the ESD is conducted. In the result we got the oscillograms of interference, amplitude spectrum and desired signal. According to the results of modelling made the following recommendations for usage of considered methods of SC OCN protection:

1. OCN in which the slow varying signals are transmitted may be protected not by the shield but by the low-frequency filter at the input. The same rule may be considered in case of power supply circuits.

2. High-speed digital lines of data transmission and high-frequency (HF) analog signals should be protected by the shield and have the overvoltage, it is necessary to use codes with the information redundancy and fiber cable.

3. To protect functional nodes of SC on-board equipment from overvoltage caused by interferences in OCN it is necessary to use limiter diodes.

The issue of ESD electromagnetic field immunity of on-board equipment is necessary to solve on the stage of SC assembly. Besides, it is necessary to state real (not upper limits) requirements to the SC on-board equipment immunity to ESD factors.

References

^{1.} NASA-HDBK-4002A Mitigating in-space charging effects guideline, NASA, 2011.

2. Novikov L.S. Vzaimodejstvie kosmicheskih apparatov s okruzhajushhej plazmoj. Uchebnoe posobie. M.: Universitetskaja kniga, 2006. 120 s.

3. Frederickson A.R. (1974) Radiation Induced Electrical Current and Voltage in Dielectric Structures. AFRL-TR-74–0583, 41 p.

4. Frederickson A.R. Electric Discharge Pulses in Irradiated Solid Dielectric in Space // IEEE Transactions on Electrical Insulation. 1983. Vol. 18. P. 337–349.

5. Frederickson A.R., Cotts D.B., Wall J.A., Bouquet F.L. Spacecraft Dielectric Material Properties and Spacecraft Charging // AIAA Progress in Astronautics and Aeronautics. 1986. Vol. 107. P. 95–100.

6. Frederickson A.R., Holeman E.G., Mullen E.G. Characteristics of Spontaneous Electrical Discharging of Various Insulators in Space Radiations // IEEE Transactions on Nuclear Science. 1992. Vol. 39. n. 6. P. 1773–1782.

7. Frederickson A.R., Mullen E.G., Brautigam D.H., Kerns K.J., Robinson P.A., Holeman E.G. Radiationinduced Insulator Pulses in the CRRES Internal Discharge Monitor Satellite Experiment // IEEE Transactions on Nuclear Science. 1991. V. 38. P. 1614–1621.

8. Bodeau M. High Energy Electron Climatology that Supports Deep Charging Risk Assessment in GEO // AIAA 2010-1608. 48th AIAA Aerospace Science Meeting, 2010. Orlando FL. 13 p.

9. Sokolov A.B. Obespechenie stojkosti bortovoj apparatury kosmicheskih apparatov k vozdejstviju jelektrostaticheskih razrjadov. Dissertacii na soiskanie uchenoj stepeni doktora tehnicheskih nauk. Moskva: MIJeM, 2009. 236 s.

10. Tjutnev A.P., Saenko V.S., Pozhidaev E.D., Kostjukov N.S. Dijelektricheskie svojstva polimerov v poljah ionizirujushhih izluchenij. M.: Nauka, 2005. 456 s.il.

11. Kirillov V.Ju. Jelektromagnitnaja sovmestimost' jelementov i ustrojstv bortovyh sistem letatel'nyh apparatov pri vozdejstvii jelektrostaticheskih razrjadov. Dissertacii na soiskanie uchenoj stepeni doktora tehnicheskih nauk. Moskva MAI, 2002. 293 c. il.

12. Abrameshin A.E., Kechiev L.N. Funkcional'naja bezopasnost' bortovyh sistem letatel'nyh apparatov pri JeSR //Tehnologii jelektromagnitnoj sovmestimosti. 2012. No3(42). C. 33–43.

13. Vostrikov A.V., Abrameshin A.E., Borisov N.I. Raschet navodok v bortovoj kabel'noj seti kosmicheskih apparatov s pomoshh'ju makromodelirovanija na osnove metodov Jejlera // Tehnologii jelektromagnitnoj sovmestimosti. 2012. No 1(40). S. 19–24.

14. Kostin A.V., Piganov M.N. Raschet pomeh v cepjah bortovoj apparatury kosmicheskih apparatov, vyzvannyh jelektrostaticheskimi razrjadam // Izvestija Samarskogo nauchnogo centra Rossijskoj akademii nauk, 2012. T.14. No4(5). S.13761379.

15. Vostrikov A.V. Metody raschjota kartiny rastekanija toka po konstrukcii kosmicheskogo apparata ot jelektrostaticheskih razrjadov na osnove makromodelirovanija. Avtoreferat dissertacii na soiskanie uchenoj stepeni kandidata tehnicheskih nauk. Moskva: MIJeM, 2012. 21 s. il.

16. Kirillov V.Ju., Malistin A.I., Marchenko M.V. Ispytanija bortovoj sistemy upravlenija kosmicheskogo apparata KazSat-2 na pomehoustojchivosť k jelektrostaticheskim razrjadam // Tehnologii jelektromagnitnoj sovmestimosti. 2012. Nel(40). C. 3–9.

17. Piganov M.N., Kostin A.V., Bozrikov V.S. Jeksperimental'noe issledovanie, izmerenie i analiz pomeh v cepjah bortovoj apparatury kosmicheskih apparatov, vyzvannyh jelektromagnitnym polem jelektrostaticheskogo razrjada // Nadezhnost' i kachestvo slozhnyh sistem. 2015. No 4 (12). S. 46–55.

DIP PEN NANOLITHOGRAPHY METHOD FOR CREATION DEVICES OF MODERN ELECTRONICS AND SPINTRONICS

T. E. Smolyarova^{1,2}, A. V. Lukyanenko^{1,2}, N. V. Volkov¹ (scientific supervisor), I. V. Alekseenko³ (language advisor)

> ¹School of Engineering Physics and Radio Electronics 660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo 28 str
> ²Kirensky Institute of Physics, Federal Reserch Center KSC SB RAS 660036, Krasnoyarsk, Academgorodok, 50/38 E-mail: smol_nano@iph.krasn.ru
> ³School of Philology and Language Communication SibFU 82 bld. 1 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041

Dip Pen Nanolithography is a perspective method for creation electronic devices. This method allows to fabricate nanostructures with size down to 50 nm, using the probe of atomic force microscope. Dimensions of fabricated structures depend on the sharpness of probe. With the help of software of the instrument, it is available to create nanostructures with any complexity and topology.

The miniaturization of electronic devices requires new methods for fabricating. The search of new promising methods of creating microelectronic devices plays an important role in development of modern microelectronics, as well as in spintronics (spin electronics).

Spintronics studies the phenomenon of spin-dependent electron transportation in solids and in low-dimensional structures. Spintronics allows using an electron spin as an information carrier. Spintronic devices are in a dreat demand due to their size, quality of boundary lines and physical properties of materials compared to the classical microelectronic devices. This leads to the fact that classical technology of microelectronic device manufacturing is not always relevant in obtaining the desired results. An alternative technique of manufacturing is the method of forming nanoscale structures, which using the Dip Pen Nanolithography (DPN).

Scanning probe microscopy can be used not only for analysis of surface characteristics, but also for modifying it. Thus, Dip-Pen Nanolithography can compete with such methods as electron beam lithography, optical and X-ray lithography.

We use the DPN 5000 system that is a powerful and easy-to-use tool that employs a modified atomic force microscope and proprietary NanoInk software to create nanoscale patterns on material surfaces.

In DPN, the tip of an atomic force microscope (AFM) probe is coated with "ink" and traced across a target surface. As the probe traverses the surface, the ink is deposited along the tracing path and diffuses away from the tip. By varying the tip speed and/or dwell time, it is possible to create lines of various widths and/or dots of various radii, and the lines and dots can be combined to create complex patterns.

This method allows working with a wide variety of inks – such as DNA, polymers, and proteins – and can create patterns on many different kinds of materials, including silicon, metal, and glass. It also works with a large selection of probe types – from single-cantilever probes to active-pen arrays to multi-pen arrays with 55,000 probes on a single chip. It can also be used for a variety of non-fabrication tasks, including additive repair on electronic devices and photomasks.

DPN experimentation was automated by NanoInk's InkCAD software. InkCAD controls the MHA-coated tip which is in contact with the surface, also the time it dwells (creating dots) or the speed it moves (creating lines).

In this report we discuss a new approach of creating nanostructures for spintronics devices by DPN method on the structure Au/Fe grown on Si(111) substrate by molecular beam epitaxy(MBE).

In the experiment, by DPN method, the ink (MHA-Acetonitrile) is deposited along the tracing path and diffuses away from the tip. Thus, we can form desired pattern, on a Fe/Si(111) substrate, coated with Au (18 nm). SiN probe, coated with MHA-Acetonitrile was used in this experiment.





The substrate patterned with MHA-polymer for 20 minutes in the wet-etching of 1:1:1:1 (v/v/v/v) aqueous mixture of 0.1M Na₂S₂O₃, 1.0M KOH, 0.01M K₃Fe(CN)₆, and 0.001M K₄Fe(CN)₆ with constant stirring to completely remove Au from areas which are not covered with MHA-polymer.



Fig. 2. SEM images of fabricated structures getting from TM3000 microscope

The instrument was used in an environmental chamber, capable of controlling temperature and relative humidity through a real-time feedback loop. Environmental conditions were kept constant throughout the all experiments. The NanoInk E-Chamber software permits environmental stabilization while being able to avoid associated noise by turning off the heater, fan, and nebulizer during writing and imaging. As mentioned, previous DPN work varied environmental conditions while keeping the tip and substrate the same. While exploring minimum line width dependencies on surface roughness and tip radius, we kept environmental conditions stable at $T = 24,9 \pm 0,1^{\circ}C$ and $RH = 39,7 \pm 0,5\%$.

In summary, we demonstrated a novel approach in creating of nanostructures for spintronic devices by DPN method. It was shown that the DPN method is relevant for creating low-dimensional structures while using the available materials and necessary conditions.

References

1. L. Fu, X.G. Liu, Y. Zhang, V.P. Dravid, C.A. Mirkin // Nano Lett. 3 (6). (2003) 757.

2. I.A. Yakovlev, S.N. Varnakov, B.A. Belyaev, S.M. Zharkov, M.S. Molokeev, I.A. Tarasov, S.G. Ovchinnikov // JETPLetters. V. 99. Is. 9 (2014). P. 527–530.

3. H. Zhang, S.W. Chung, A. Mirkin // Nano Lett. 3 (1). (2003) 43.

SOURCE OF CORRELATED PHOTONS PAIRS IN NEAR INFRARED

B. A. Nasedkin¹, A. M. Vyunishev¹ (scientific supervisor), I. V. Alekseenko² (language advisor)

 ¹School of Engineering Physics and Radio Electronics 660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo 28 str E-mail: boris-pinochet@mail.ru
²School of Philology and Language Communication SibFU 82 bld. 1 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041

In this theses the characteristics of simple source of correlated photon pairs in near infrared are described. We obtain 80 pcs of correlated photon pairs per 20 ms via I-type Spontaneous Parametric Down-Conversion in beta-barium borate crystal. Correlation time and coefficient were measured to be about 7 ns and 8%, respectively.

Spontaneous Parametric Down-Conversion (SPDC) is well-known process of quantum noises' amplification in a medium with second-order nonlinearity driven by a pump field [1,2,3]. SPDC requires the fulfillment of angular phase-matching condition: $k_p = k_s + k_i$, where k_p, k_s, k_i – the pump, signal and idler wave vectors, respectively. SPDC allows producing correlated photon pairs also called biphotons, which represent quantum objects with fascinating properties. They may correlate in time and place of birth, pathways, phase etc. Biphotons find their application in quantum cryptography and tomography, spectroscopy and random number generation. So as biphtons have many applications, it is necessary to develop a simple source of correlated photons [4]. In this thesis we present simple source of the correlated photon pairs in the near infrared range based on I-type SPDC in beta-barium borate (BBO) crystal.

We used 405-nm diode laser radiation as a pump field, which is directed to BBO crystal cut at phase-matching angle of 29,2 degrees. SPDC-radiation (~810 nm) is provided to single-photon detectors (SPD) SPCM-AQR-14-FC (Excelitas Technologies) by single-mode fibers. SPD is connected to the oscilloscopic circuit board PXI-5122 (National Instruments). Measured data were processed by custom-made soft in LabView software (National Instruments).



Fig. 1. The dependence of the number of correlations from Glan prism rotation

In non-degenerated I-type SPDC, the biphotons propagate along the cone generator. Non-collinear emission geometry allows to separate pump, signal and idler waves spatially. Polarization of the pump wave is perpendicular to the signal and idler polarization.

As a rule, while working with correlated photon pairs we measure number of coincidences on the spatially separated detectors. These coincidences called correlations. In

our experiments we measured the number of correlations on the pump power. For this purpose, we used two Glan Prisms (GP), such as polarizer and analyzer in front of the crystal. The number of correlations was measured during the rotation of the first Glan prism. This dependence is well described by $\cos^4(\phi)$ (Fig. 1). In the second case, the first GP is placed in one of two channels. It is possible because SPDC-radiation is separated from the pump field. This dependence is described by $\sin^2(\phi)$ according to Malus' law. One can see that the dependencies are shifted by 90 deg, which means orthogonality of polarizations of SPDC-radiation and the pump wave.



Fig. 2. Temporal distribution of delay between correlated photons

One of the important characteristics of correlated photons is a correlation time. In our experiment the correlation time is not more than 10 ns. This is limited by the bandwidth of oscilloscope circuit board. By using mathematical methods we can show that real correlation time is less than measured one. It is know that temporal distribution of correlated photons is governed by the Gaussian distribution. We can find the equation for the number of correlations in neighboring bins in histogram shown in Fig. 2:

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{erf\left(\frac{3b}{2\tau}\right)}{erf\left(\frac{b}{2\tau}\right)} - 1 \tag{1},$$

 N_1 – number of correlations with correlation time less than 10 ns; N_2 – number of correlations with correlation time, more than 10 ns and less than 20 ns; b – time bin (10 ns); τ – correlation time. In our experiment $\frac{N_2}{N_1} = 0.03$.

In summary, we developed source of correlated photon pairs in near infrared range. The number of correlated photon pairs is 80 pcs per 20 ms at the pump 130 mW power. It is equal to 4000 counts per second. The measured correlation time is evaluated to be 6,6 ns. The correlation coefficient equals 8%.

References

1. Klyshko D.N., Coherent photon decayin a nonlinear medium // JETP Lett. 1967 Vol. 6. P. 490-492.

4. Magnitsky S., Frolovtsev D., Gostev P., Protsenko I., Sayln M. A SPDC-Based source of entangled photons and it's characterization // Journal of Russian Laser Research. 2015. Vol. 36. No 6. P. 618–629.

^{2.} Ahmanov S.A., Fadeev V.V., Khokhlov R.V., Chunaev O.N. Quantum noise in parametric amplifiers // JETP Lett. 1967. Vol. 6. P. 575–578.

^{3.} Harris S.E., Oshman M.K., Byer R.L. Observation of tunable optical parametric fluorescence // Phys. Rev. Lett. 1967. Vol. 18. No. 18. P. 732–734.

THE POSSIBILITIES OF USING MESH NETWORKS

K. S. Shevelev

School of Engineering Physics and Radio Electronics 660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo 28 str E-mail: kosmos.94@mail.ru

The most common definition sounds like: Mesh (multi-hop) is a network topology in which wireless devices are combined with numerous (often excessive) connections introduced for strategic reasons. This definition corresponds well enough to the functions of deployed networks of this class. The idea of a self-organizing network with decentralized control and a high degree of reliability was proposed long ago, but the effective implementation of such technology became possible as a result of the rapid development of wireless technologies. Recently, telecommunications data networks organized in accordance with the Mesh topology have become widespread. The scale of the projects has increased to tens of thousands of access points and hundreds of thousands of users around the world. Mesh-networks provide the most interesting solutions integrating various wireless access technologies. The ability to organize local (LAN) and metro (MAN) networks, easily integrated into WANs, with Mesh topology, is a positive factor for telecom operators deploying their networks in megacities.

The topology of MESH networks is based on a decentralized scheme of communication between active nodes of the network. Access nodes used in Mesh networks not only provide subscriber access services, but also act as routers (repeaters) for other nodes on the same network. Due to this, it becomes possible to create large network coverage areas with interchangeable active nodes, as well as the possibility of scaling (in this case new nodes are added to the network automatically).

The IEEE 802.11s standard, which describes the mesh network, already exists and is being finalized. However, in connection with the high demand for mesh-networks, many companies have already produced appropriate equipment before the first editions came out. These include companies such as Cisco Systems, Nortel, Tropos Networks, Proxim, and others.

Mesh-network has the following features:

- creation of zones of continuous information coverage of a large area;

- Scalability of the network (increase in the coverage area and the density of information support) in the mode of self-organization;

- use of wireless transport channels (backhaul) for connection of access points in the mode "each with each";

- Network stability to the loss of individual elements.

Wireless mesh networks reduce infrastructure costs for access networks covering up to hundreds of square miles by reducing the use of expensive wired entry points that provide access to the Internet. In addition, multiple redundant wireless routes can be routed around the site with a breakdown, thereby ensuring self-healing. These networks are called two-level Mesh networks consisting of a relay layer (the connection of one router mesh to another) and the access layer (the connection of the router to the client): Instead of a typical wired transit connection, wireless nodes forward data to and from the wired entry points. Clients or access nodes in the entire coverage area are then connected to local mesh nodes to be able to connect to the wide area network.

Citywide two-tiered cellular networks are becoming more attractive for urban areas of all sizes and thus change the traditional roles of urban access networks. Many cities have already deployed a mesh network to assist urban services and security structures, such as New Orleans, San Mateo and Chaska. Other cities, such as Philadelphia, Houston and San Francisco, plan to deploy a citywide two-tier network as an additional source of public broadband Internet access.

One of the options for building a network is an aggregation of clusters. The coverage area is divided into cluster zones, the number of which is theoretically unlimited. There are 8 to 16 access points in one cluster. One of these points is a gateway and is connected to the backbone information channel with the help of a cable (optical or electrical) or via a radio channel (using broadband access systems).

Node access points, like other access points (nodes) in a cluster, are connected to each other (with the nearest neighbors) via a transport radio channel. Depending on the specific solution, the access points can perform the functions of a repeater (transport channel) or a repeater function and a subscriber access point. The procedure for extending the network within the cluster is limited to the installation of new access points, the integration of which into the existing network occurs automatically. The network is capable of self-healing and adaptation in conditions of sharp jumps of traffic both inside the network and on its borders.

The drawback of such networks is that they use pro-intermediate points for data transmission. This can cause a delay in the transfer of information and, as a consequence, reduce the quality of real-time traffic (for example, speech or video).

As a consequence, there are restrictions on the number of access points in one cluster. On this the difficulties of building such a network do not end. The following are the main problems and tasks that arise when creating Mesh networks:

- limited capacity;

- limited frequency resource;

- the need to confirm the results of radio frequency planning by practical studies of the state of the radio environment in the network deployment zone (identification of unregistered users);

- organization of placement of access points in the closest proximity to subscribers, providing round-the-clock power supply;

- organization of information protection;

- ensuring the uniformity of the load by eliminating the spatial displacement (the mesh nodes located closer to the center of the network (cluster) are experiencing a high load, compared to the nodes located at the edges).

Network Architecture

As mentioned above, the Mesh topology is based on a decentralized network design pattern, unlike typical 802.11a / b / g networks, which are created centrally. Access points operating in Mesh networks not only give subscribers access to the Internet, but also serve as routers for other access points on the same network. This makes it possible to create a self-installing and self-healing segment of a broadband network. Mesh-networks are constructed as a set of clusters. The coverage area is divided into cluster zones, the number of which is theoretically unlimited. There are 8 to 16 access points in one cluster. One of these points is a gateway and is connected to the backbone information channel with the help of a cable (optical or electrical) or via a radio channel (using broadband access systems).

The most common examples of zones or objects of mesh-networks application:

- the territory of construction sites;
- the territory of factories (factories);
- the territory of extraction of raw materials;

- mass outdoor activities;
- Cottage settlements;
- Park areas.

On this list of objects on which mesh technology is applicable does not stop, however, in all the objects and zones represented, the goals of the mesh network will be: video surveillance, equipment for meeting facilities at the site, provision of guest Wi-Fi access, call panels.

Mesh-topology makes it possible to implement unique in its capabilities municipallyoriented networks, focused on rapid response services (police, ambulance, MES). One of the requirements is the availability of manufacturers of mobile routers mounted in cars. The core of the network consists of nodal and subscriber access points, located on the street (usually along roads) and organizing information coverage zones, which provide connection of subscribers with standard Wi-Fi-adapters. In addition, access points can be used to organize traffic management (traffic lights) and collect video, with the connection of video cameras via a wired or wireless interface. The connection of users located inside the premises to the external network is carried out with the help of intra-office access points, which are characterized by a lower output power and a "room" performance of the enclosure. The most interesting are mobile access points intended for use in cars. The use of these devices not only increases the range of action between access points up to 800-1200 meters, but also allows organizing:

- information support for users inside the car for wired or wireless connection of end devices (laptop, PDA, etc.);

- a network that provides information coverage within a radius of 300 m around the car for subscribers with standard 802.1 lb / g Wi-Fi adapters, which will solve the problem of subscriber access for drivers and subscribers in the coverage area of such a network;

- Vehicle position control when using the built-in GPS-receiver in the access point.

- a virtually self-organizing fault-tolerant Mesh network within a metropolitan area that provides high volumes of heterogeneous traffic during peak hours;

- service that implements the function of permanent monitoring of the position of the car when using the built-in GPS access point in the access point;

- a number of other specialized services, for example, monitoring of the environment, weather conditions, etc.

The use of mobile access points allows you to organize the rapid expansion of the coverage area or increase the information capacity of the network by concentrating the equipped vehicles in the "hot spots". Mechanisms of self-organization of the Mesh-network allow organizing a Wi-Fi zone with the transfer of operational audio and video information to the central console in a minimum time (determined by the arrival time of vehicles equipped with Mesh access points). Analysis of the creation and development of Mesh-networks shows that there is a steady trend of combining subscriber and municipal networks. Often, networks built on a municipal order are subsequently supplemented by access points and operated by operators in a unified "municipal-subscriber" mode.

Below is a typical example of the use of mesh-network technology for building a network of inexpensive video surveillance in urban conditions, which allows to assess the possibilities and prospects of using standard solutions of the IEEE 802.11x family for constructing mesh networks. It is assumed that the network of video surveillance is realized on the basis of IP-cameras and each of the points of the network or a group of points for the transfer of information is equipped with a mesh-node. Mesh-nodes are located in the places of installation of IP-cameras or groups of IP-cameras. In urban environments, this often means operating in NLOS mode (outside radio visibility). Currently, the technology of mesh

networks is considered very efficient economically. The cost of covering 1 square kilometer of urban area is estimated at \$ 2000. To assess the possible costs of deploying a video surveillance network, you can use data about the territory of cities.

In addition to the mesh network in NLOS mode, the important characteristic of mesh networks is the need to use multi -hop when establishing a connection, which is also a priority in the use of mesh networks in urban environments.

Ensuring multiservice implies the organization for the client of a full range of IPservices, including Internet access, VoIP, videoconferencing, etc. The IEEE 802.11s standard allows, while maintaining full compatibility with the current 802.11a / b / g standards, to extend functionality by servicing streaming media and providing guaranteed quality of QoS services. The mechanism is based on the prioritization of traffic and involves the organization of bandwidth control by user groups and types of traffic (voice, video, etc.). Practical implementation of QoS allows you to organize not only voice, but also video sessions for users who are extremely demanding on the security and reliability of the connection (security services).

A high level of automation of modern production requires the transfer of large amounts of control and management information. With the advent of the market of primary converters and microcontrollers with integrated Wi-Fi modules, wireless solutions for the organization of technological networks are becoming more and more in demand. First of all, this concerns multi-level data transmission networks intended for modern transport systems. The functionality of such systems includes the collection of information about the object (technical condition, cargo identification), transmission of video images of security systems, etc. Several projects of Mesh-networks in railway transport have already been implemented. Typical tasks of such projects are organization of subscriber access and transmission of technological information in trains. The access points along the railroad track provide the organization of Wi-Fi zones in the train cars, which can travel at speeds up to 300 km / h.

References

1. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: Amendment: Mesh Networking // IEEE P802.11s/ D2.02, September 2008. 254 p.

2. Clausen T., Jacquet P. Optimized Link State Routing Protocol (OLSR) // IETF RFC 3626.

3. Vishnevskiy V., etc. the Mesh network of IEEE 802.11 s: the routing protocols // The first milya. 2009. No. 1. P. 16–21.

LAYERED NI/GE THIN FILMS: THE NI-GE INTERFACE EFFECT IN THE FILMS MAGNETIC PROPERTIES

A. V. Chernichenko^{1,2}, Yu. Samoshkina³, I. V. Alekseenko⁴ (language advisor)

 ¹Krasnoyarsk Institute of Railway Transport, 2i Novaya Zarya st., Krasnoyarsk, Russia, 660028 E-mail: gela@iph.krasn.ru
²School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU 28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074
³L.V. Kirensky Institute of Physics, SB RAS, 50 Akademgorodok, Krasnoyarsk, Russia, 660036
⁴School of Philology and Language Communication SibFU 82 bld. 1 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041

It has been shown that a number of phases are formed in the interface between Ni and Ge layers. Main peculiarities of these properties: the low temperature hysteresis loop shift and the difference between FC and ZFC magnetization temperature dependences are explained satisfactory by the magnetic order appearance in the interface layers.

According to the modern tendencies in industry, Ge is a proper candidate to replace Si in some spintronic devices. Ge demonstrates the higher carrier mobility [1] and has a larger exciton Bohr radius comparing to Si [2]. Nickel germanide Schottky contacts are ideal for pchannel Ge metal-oxide-semiconductor field-effect transistor (MOSFET): the highest Schottky barrier for electrons combined with the close to zero barrier for holes were obtained with rapid thermal annealing technique [3]. These features attract the growing interest to the thin film structures based on Ge and its compounds with some metals, especially, with Ni (e.g., [4–7]. Along with the special electrical properties, magnetic characteristics of the films can be of interest because of their contribution to the structures functionality. Recently, we revealed several peculiarities in the temperature and magnetic field dependences of the layered Ni/Ge films magnetization [8] that were ascribed to the effect of the interface between Ni and Ge layers. The present work is aimed to elucidate the interface structure and the mechanism of its interaction with Ni layers.

Ni/Ge and Ge/Ni/Ge/Ni/Ge films with different thicknesses of the component layers were fabricated with the ion-plasma sputtering technique described in Ref [8].

<i>d</i> , Å	Ni (Fm3m)	$Ni_3Ge(Pm3m)$	$Ni_5Ge_2(P63cm)$	$Ni_5Ge_3(C2)$
эксперимент	00-004-0850	00-035-1359	04-007-4194	04-007-1419
2.797,				
2.814				
2.027,	2.034	2.062	2.005	2.013,
2.018				2.016
1.952,			1.970	1.945
1.954				
1.784	1.762	1.786		
1.413,				
1.408				
1.262	1.246	1.262		
1.136				
1.056	1.062	1.077		
0.836	0.881	0.819		

Table. The interplanar distances, d, obtained from SAED data for the Ni/Ge (9nm/14nm) film in comparison with data for Ni (Fm3m) and several NiGe compounds

The X-ray fluorescent analysis (X-ray spectrometer S4 PIONEER, Bruker), EXAFS/XANES spectroscopy and X-ray reflectometry, using synchrotron radiation station in the National Research Center «Kurchatov Institute», transmission electron-microscope (JEOL

JEM-2100 (LaB6), energy dispersive X-ray spectrometer (Oxford Instruments INCA x-sight), and selected-area electron diffraction (SAED) were used to characterize films. Magnetic properties of the film samples were studied with a SQUID magnetometer, operating in the 4.2-300 K temperature range at a maximum applied magnetic field H = 1 kOe.

Structural data have shown that Ni layers were polycrystalline of Fm3m face centered phase, Ge layers were amorphous, Ni and Ge oxides were detected in trace amounts. Intermediate layers of about 9 nm in thickness were shown to form between Ni and Ge layers. Micro-diffraction images of the layered samples cross-section images revealed not only all the reflections characteristic for Ni but also reflexes, which can be compared with some Ni oxides. According to the interplanar distances presented in Table 1, these could be Ni₃Ge, Ni₅Ge₂, Ni₅Ge₃. At that, Ni₃Ge and Ni₅Ge₃ are ferromagnetic with different temperature dependences of magnetization. In particular, the Ni₃Ge magnetization increases almost five times in the range 290 – 77 K. Therefore, the data obtained do not allow determining the interface structure unambiguously. However is clear that Ni layers border with Ni_xGe_y layers but not with Ge layers. This neighborhood can effect in the layered films magnetic behavior essentially.



at T = 5 K

One of the most pronounced features of the layered films investigated is the low temperature hysteresis loop broadening and shift along the magnetic field axis (Fig. 1). The magnetization loop shift is observed usually in the film structures consisting of a ferromagnetic (FM) and the antiferromagnetic (AFM) layers or including magnetic soft and hard layers and explained by the exchange interaction between these layers [9, 10]. One can assume that the hard FM layer (for example, Ni₃Ge) in the boundary adjacent to a soft nickel layer, and the observed hysteresis loop shift is due to the exchange interaction between these layers. The

processes of Ni layer magnetization in such situation depend on the direction of an external field with respect to the direction of the magnetic moment of the adjacent interface layer. When the magnetic moment of the hard FM layer and the external magnetic field are oriented in the same direction, the soft magnetic layer magnetized homogeneously in the same direction in relatively low magnetic field. The change of the external magnetic field direction leads to the formation of the helical structure in the soft FM layer similar to the Bloch wall [11]. The helix pitch depends on the thickness of the soft layer and on the magnitude of the exchange interaction between adjacent layers. The increase in thickness of the soft FM reduces a degree of an influence of the hard FM layer on the soft layer magnetic state.

It has been shown that a number of phases are formed in the interface between Ni and Ge layers. These phases are close to Ni_3Ge , Ni_5Ge_2 , and Ni_5Ge_3 , influencing on the magnetic properties of the films. Main peculiarities of these properties: the low temperature hysteresis loop shift and the difference between FC and ZFC magnetization temperature dependences are explained satisfactory by the magnetic order appearance in the interface layers.

References

1. S.M. Sze and K.K. Ng. Physics of Semiconductor Devices, Wiley, New York, (2007) 789.

2. Y. Maeda, N. Tsukamoto, Y. Yazawa, Y. Kanemitsu, and Y. Masumoto // Appl. Phys. Lett. 59 (1991) 3168.

3. D.R. Gajula, D.W. McNeill, B.E. Coss, H. Dong, S. Jandhyala, J. Kim, R.M. Wallace, and B.M. Armstrong // Appl. Phys. Lett. 100 (2012) 192101.

4. B. De Schutter, W. Devulder, A. Schrauwen, K. van Stiphoub, T. Perkisas, S. Bals, A. Vantomme, C. Detavernier // Microelectronic Engineering 120 (2014) 168.

5. S. Kazan, B.Kocaman, A.Parabaş, F.Yıldız, B.Aktaş, J. Magn. Magn. Mater. 73(2015)164.

6. Yunsheng Deng, Osamu Nakatsuka, Jun Yokoi, Noriyuki Taoka, Shigeaki Zaima // Thin Solid Films 557 (2014) 84.

7. Phyllis S. Y. Lim, Dong Zhi Chi, Poh Chong Lim, Xin Cai Wang, Taw Kuei Chan, Thomas Osipowicz, and Yee-Chia Yeo // Appl. Phys. Lett. 97 (2010) 182104.

8. I.S. Edelman, D.A. Velikanov, A.V. Chernichenko, D.A. Marushchenko, E.V. Eremin, I.A. Turpanov, G.V. Bondarenko, Yu.E. Greben'kova, and G.S. Patrin // Physica E. 42 (2010) 2301.

9.] W.H Meiklejohn, C.P. Bean // Phys. Rev. 105 (1957) 904.

10. J. Nogues, J. Sort, V. Langlais, V. Skumryev, S. Surinach, J.S. Munoz, and M.D. Baro // Physics Reports 422 (2005) 65.

11. A. Hubert and R. Schäfer, Magnetic Domains: The Analysis of Magnetic Microstructures // Springer (2008) 216.

Абакумова А. В.	47	Газизов Т. Т.	426, 626
Абдулхаков А. А.	158	Газитов С. Р.	28
Аверченко А. П.	415	Галич С. В.	636, 645
Авилов Н. Е.	484	Гарифуллин В. Ф.	319
Агарышев А. И.	77, 179	Гафарова А. В.	551
Акулиничев Ю. П.	52	Гладышев А. Б.	120
Алёхин А. О.	489	Голиков А. М. 11, 14, 204	4, 217, 229, 243, 609, 611, 640
Альтман Е. А.	111	Голубятников М. А.	120
Анисимов Д. И.	214	Гончаров С. В.	287
Анишин М. Н.	28	Горбачев А. Н.	144
Антонов К. В.	56	Гордеев Е. С.	354
Ануфриев И. И.	492	Гореликова Г. Н.	418
Артюх А. С.	389	Гребенников А. В.	125, 129, 303
Артюхевич Е. А.	538	Громыко А. И.	309
Артюхов И. И.	354	Грузман И. С.	61
Асланян Р. О.	214	Гутковская О. Л.	650
Байтеряков А. В.	233	Данилов И. К.	293
Балашов Ю. С.	42	Дао Динь Ха	504
Бальва Я. Ф.	394, 398	Дашкова А. К.	64, 68
Баранов О. Ю.	569	Девлишов А. Г.	672
Барон Ф. А.	508	Демаков А. В.	380, 426
Бартуш А. А.	526	Демченко В. И.	410, 437
Баскова А. А.	384, 394, 398, 463	Денисенко И. А.	149
Батенков К. А.	100, 604, 656, 664	Деогенов М. С.	653
Бахтина В. А.	300, 322	Домнин А. В.	300, 322, 574
Бедная Т. А.	701	Доронин К. Н.	183
Белоусов А. О.	3	Дорофеев И. О.	366
Беляев А. В.	133	Дрокин Н. А.	342
Беляев Б. А.	342, 454	Дьяконов Е. А.	208
Бердников Г. К.	270	Евстратько В. В.	236, 264
Бессонов В. В.	366	Емельянов Р. В.	693
Биллер М. Г.	601	Есипенко А. А.	7
Богачков И. В.	613, 618	Жанг Н. М.	77
Богачук А. А.	120	Жданов М. В.	61
Богданов А. Ф.	217	Живица М. С.	158
Бодикова Т. Н.	140	Жижин В. В.	711
Боев Н. М.	325	Жохова М. Н.	204
Бугаев А. И.	319	Жуков А.А.	467
Былов А. А.	402	Журавлев Д. В.	42
Валиханов М. М.	158	Заболоцкий А. М.	3
Васильев Р. А.	274	Забродин М. Е.	158
Васюков В. Н.	149, 153, 163	Зайцева А. Ю.	149, 153
Ватюк А. А.	496	Залевский А. А.	551
Вахтин Ю. В.	277	Зандер Ф. В.	64, 68
Веисов Е. А.	187	Захаренко Е. И.	111
Вильданов А. И.	171, 257	Захаров В. В.	351
Виноградов К. Н.	489	Зеленов Ф. В.	508
Влажин Д. С.	158, 407	Зеленский С. В.	100
Волошин А. С.	441	Земцов А. И.	354
Волчёк В. С.	500	Золотухин В. В.	175, 489
Воробьев Н. Ю.	410	Зуевский В. И.	158, 407
Воропаев В. К.	415	Иванов А. Б.	508
Выгонский Ю. Г.	222	Иванов А. В.	561, 582, 685
Вяхирев В. А.	667	Иванов В. Б.	252
Габриэльян Д. Д.	144, 470	Иванов П. А.	11
Газизов Р. Р.	626	Иванов Ю. Н.	724

Ирзаев Г. Х.	557	Максимов Ю. В.	297
Исаков В. С.	430	Максимова И. С.	290
Казаков В. В.	282	Малков Г. А.	140
Какарцев В. Л.	530	Малугин К. А.	389
Камышников А.А.	236	Мануилов Б. Д.	359
Карнаухов М. А.	566	Маринушкин П. С.	274
Карцан И. Н.	226	Маркевич И. А.	342
Касьянов А. О.	133	Мартынов Д. О.	72
Кирюшкин В. В.	208	Марусин А. В.	293
Киселев А. В.	19, 72, 92	Марусин Ал-р В.	293
Кислица А. С.	433	Марченко И. А.	214
Клешнина С. А.	578	Масалов Е. В.	25
Ковалев К. Б.	689	Масеев П. Н.	534
Кожин А. А.	229	Масюгин А. Н.	508
Колединцева М. А.	52	Матюшев Р. А.	297
Кологривов В. А.	623	Медведев М. Д.	14
Колпаков С. А.	714	Межов А. А.	300, 322
Колтакова А. Е.	107	Меркушев Ф. Ф.	714
Комнатнов М. Е.	380	Миловацкий А. С.	389
Кондратьев А. С.	64	Милько Д. С.	609
Конецкая Е. В.	102	Митькин А. С.	277
Коноваленко С. П.	701	Михайленко С. А.	551
Коновалов С. О.	508	Михайленко Я. В.	631
Кононов И. С.	398	Михлин Е. Ю.	171
Копылов А. Ф.	384	Мишуров А. В.	257
Копылова Н. А.	384	Могильников А. В.	52
Корец А. Я.	717	Морамзин В. В.	724
Корниенко В. Г.	96	Морозов А. П.	693
Коровкин А. Е.	437	Морозов Ю. В.	200
Коротченко Д. С.	441	Мохирева Т. Д.	717
Красненко С. С.	287	Мусабаев Р. Р.	16
Кривощеков В. П.	446	Мустафаев А. Г.	515
Крячко А. Ф.	56	Мустафаев Г. А.	515
Крячко М. А.	56	Мушта А. И.	334, 338
Кузнецов Ю. В.	470	Набирухина Л. Л.	680
Кузовников А. В.	222	Наврозов Д. А.	566
Кузьмин Е. В.	171	Назаров О. А.	433
Куксенко С. П.	16	Недбайло А. О.	325
Кулагин В. А.	313	Немшон А. Д.	407
Куличков К. А.	125, 129	Неудакин А. А.	446
Куличкова Н. С.	125, 129	Нигматулина Д. В.	394
Куроптев П. Д.	370	Низяева Е. Д.	394
Ланин В. Л.	538, 586, 594	Никишин Е. Л.	137
Лаппо А. И.	586	Никонов А. С.	611
Левин Я. Я.	56	Никонов И. В.	518
Левицкий А. А.	270	Никонова Г. В.	22
Левкин Д. С.	398	Никонова Г. С.	518
Левяков В. В.	370	Никулина Ю. С.	83
Лежнин Е. В.	16	Носкова Е. Е.	566, 590
Леонов М. А.	496	Овчарук В. Н.	116, 168, 290, 306
Леончиков Д. Н.	667	Овчинников Ф. В.	247
Лепешкина Е. С.	260	Орешкина М. В.	19
Лепший М. В.	601	Осетров С. П.	636
Ловшенко И. Ю.	511	Павлова М. В.	137
Ломанцова Ю. А.	689	Падий А. Ю.	359
Лысенко С. Н.	359	Панин Д. С.	454
Любина Л. М.	449	Пантелеев В. И.	214
Майстренко В. А.	192	Панько В. С.	433
Майстренко В. В.	192	Патраев В. Е.	297

Современные	проблемы	радиоэлект	роники. 2017

		~ –	
Патрушева Т. Н.	704, 717	Соколовский А. В.	187
Петин В. О.	470	Соловьев Я. А.	511, 521
Петров К. В.	240	Солодуха В. А.	511, 521
Петров С. А.	449	Сомов В. Г.	7
Петухов И. Б.	594	Стемпицкий В. Р.	500, 504, 511
Пиганов М. Н.	561, 582	Степанов М. А.	83,92
Писарев И. О.	542	Столяров А. В.	389
Пискажова Т. В.	330	Строцев А. А.	689, 693
Пичкалев А. В.	287, 303	Сугак М. И.	449
Погорелов В. А.	277	Сутулин А. А.	467
Погребенков В. М.	697	Сухотин В. В.	247
Подорожняк С. А.	/11	Сучилин А. В.	137
Поилова А. М.	22	Тарасов С. Е.	28
Полевода П. А.	163	Гароазанов К. В.	680
Полежаева Н. И.	526, 530, 534	Твердохлебов С. С.	243
Попов Ю. Г.	133	Ген В. II.	309
Похилько А. Ф.	597	Гернов С. А.	380
Приймаков С. Н.	4/, 8/	Тимошин Д. В.	96, 551
Проводников А. А.	338	Тинин М. В.	102
Прохоренко В. В.	418	Тихонов В. А.	640
Прудников С. Я.	72	Ткачева Т. В.	34, 38
Пузанов А. С.	656	Ткаченко Н. И.	645
Радченко С. Е.	107	Толстов А. В.	590
Раздоркин Д. Я.	437	Томилина Н. П.	300, 322
Разинкин В. П.	347, 430	Торокова Е. Л.	704
Ратушняк В. Н.	120	Трегубов С. И.	554, 569, 574, 578
Рожкова В. В.	347	Тригорлый С. В.	351
Ройбу М. О.	87	Троян П. Е.	496
Ролич А. Ю.	282	Труфанов Д. С.	601
Романова Д. С.	661	Трухина А. И.	618
Романова Е. С.	334	Трухина И. С.	554
Рудометова А. С.	25	Туен Ле Куанг	375
Рыжков Д. Н.	120, 187	Туров А. В.	672
Рычков И. М.	720	Турчин В. И.	720
Рябинкина К. С.	116	Турчин П. П.	720
Рябинькая А. Н.	168, 306	Тютюнник М. О.	508
Рязанцев Р. О.	407	Уткин Б. В.	28
Сабитов Т. И.	92	Фатеев А. В.	370
Савенков Г. Г.	459	Федоров Д. С.	470, 475
Савишников М. О.	463	Феоктистов Д. С.	183, 319
Саранов А. А.	410	Филатов А.В.	28
Сафонов А. В.	200	Филимонов Н. П.	140
Селедцов А. О.	175	Фурдык В. П.	708
Селютин Г. Е.	342	Хабин А. О.	664
Семенов Е. С.	645, 653	Ханов В. Х.	260
Семенова О. В.	492	Хасанов Я. Н.	300, 322
Семкин П. В.	7	Хафизов Т. Р.	667
Сержантов А. М.	463	Хицунов Д. И.	676
Сидоров В. Г.	34, 38	Хныкин А. В.	257
Сизов В. П.	277	Холмогоров А. А.	252
Силантьев А. А.	171	Хорошко А. Ю.	325
Силимянкина П. В.	334	Цыганков Д. Э.	597
Симоненко А. М.	179	Чаплыгина А. А.	551, 623
Ситников А. А.	309	Чекмарев С. А.	260
Слизкова А. С.	704	Черкесова Н. В.	515
Смоляров К. Т.	724	Черников Д. Ю.	672, 676, 680
Снитовский Ю. П.	521	Черникова Е. Б.	3
Соколов Н. Ю.	313	Черноусов А. В.	222
Соколов П. В.	590	Четвергов Н. А.	720

Список авторов

Шарафеев Ш. М.	697	Bobrov I. S.	727
Шаршавин П. В.	325	Bondarev I. A.	729
Шелованова Г. Н.	484, 542	Bozrikov V. S.	730
Шершнев А. А.	664	Chernichenko A. V.	743
Шиманович Д. Л.	480, 546	Galkin I. V.	727
Шипулин А. В.	437	Kostin A. V.	730
Шлаферов А. Л.	470	Lukyanenko A. V.	735
Шубин М. В.	338	Nasedkin B. A.	737
Щеголева К. П.	56	Piganov M. N.	730
Юзова В. А.	714	Samoshkina Yu.	743
Юрьев А. В.	554	Shevelev K. S.	739
Юхно В. Е.	330	Smolyarova T. E.	735
		Volkov N. V.	729, 735
Alekseenko I. V.	735, 737, 743	Vyunishev A. M.	737
Andyuseva V. G.	729	-	

Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ»

Параметрическая оптимизация зеркально-симметричных полосковых модаль-	
ных фильтров по двум критериям	
Черникова Е. Б., Белоусов А. О., Заболоцкий А. М	3
Сравнительный анализ орбитальных группировок космических аппаратов ра-	
диомониторинга по критерию точности определения местоположения источни-	
ков радиоизлучений	
Есипенко А. А., Семкин П. В., Сомов В. Г	7
Вейвлет-фильтрация сигналов радиолокатора на фоне взволнованной морской	
поверхности	
Иванов П. А., Голиков А. М 1	1
Нейросетевая обработка изображений речного радиолокатора	
Медведев М. Д., Голиков А. М. 1	4
Программная реализация алгоритма вычисления матрицы погонных сопротив-	
лений многопроводной линии передачи в системе TALGAT	
Мусабаев Р. Р., Лежнин Е. В., Куксенко С. П 1	6
Коэффициент корреляции эхосигналов при сканировании неоднородной по-	
верхности Земли	
Орешкина М. В., Киселев А. В 1	9
Передача телеграфной информации по низкоскоростным цифровым каналам	
Пойлова А. М., Никонова Г. В 2	2
Некоторые особенности использования сигналов круговой поляризации при	
дистанционном зондировании метеообразований радиолокационным способом	
Рудометова А. С., Масалов Е. В 2	25
Новый принцип построения микроволновых радиометрических систем для	
дистанционного зондирования земного покрова	
Уткин Б. В., Тарасов С. Е., Анишин М. Н., Газитов С. Р., Филатов А. В 2	28
Алгоритм объединения радиолокационной информации в многопозиционной	
радиолокационной системе	
Ткачева Т. В., Сидоров В. Г 3	4
Получение экстраполированной оценки в фильтре Калмана с помощью искус-	
ственных нейронных сетей	
Ткачева Т. В., Сидоров В. Г 3	8
Информационно-вычислительная система пятого поколения для мониторинга	
параметров технических и биологических подвижных объектов на основе тех-	
нологической платформы «Территория СМАРТ»	
Журавлев Д. В., Балашов Ю. С 4	2
Оценка допустимой погрешности определения дальности до центра вращения	
объекта при построении его двумерных радиолокационных изображений мето-	
дом инверсного синтеза апертуры	
Абакумова А. В., Приймаков С. Н 4	17
Оптимальная форма локального искусственного поглощающего слоя для чис-	
ленного решения параболического уравнения методом дискретного преобразо-	
вания Фурье	
Акулиничев Ю. П., Колединцева М. А., Могильников А. В 5	52

Секция «УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»

Эффекты магнитного поля Земли в работе ГНСС	
Конецкая Е. В., Тинин М. В.	102
Определение критического тока контакта Джозефсона	
Колтакова А. Е., Радченко С. Е.	107
Быстрый алгоритм вычисления двумерной корреляции	
Альтман Е. А., Захаренко Е. И.	111
Блок регистрации сопутствующих параметров акустико-эмиссионных диагно-	
стических систем	
Овчарук В. Н., Рябинкина К. С.	116
Лабораторный комплекс для моделирования системы ближней навигации на	
основе псевдоспутников	
Гладышев А. Б., Ратушняк В. Н., Рыжков Д. Н., Богачук А. А., Голубятни-	
ков М. А.	120

Использование преобразователей комбинированного сигнала частотно-времен-	
ной синхронизации для построения сетей синхронизации	
Куличков К. А., Куличкова Н. С., Гребенников А. В.	125
Результаты сравнения методов определения ионосферной погрешности сигна-	
лов ГЛОНАСС	
Куличкова Н. С., Куличков К. А., Гребенников А. В	129
Адаптивный демодулятор сигналов с амплитудно-фазовой манипуляцией Беляев А. В., Попов Ю. Г., Касьянов А. О.	133
Разрешающая способность гибридного акустооптического процессора для ви-	
зуализации акустических полей от микрообъектов	
Никишин Е. Л., Павлова М. В., Сучилин А. В.	137
Анализ поляризационной матрицы рассеяния в интересах классификации объ-	
ектов радиолокации	
Бодикова Т. Н., Малков Г. А., Филимонов Н. П	140
Использование расширенного квадратичного функционала для определения	
параметров орбиты ИСЗ по результатам измерений однопунктной пассивной	
радиолокационной системой	
Габриэльян Д. Д., Горбачев А. Н.	144
Исследование влияния анизотропии гиббсовского случайного поля на его кри-	
тический параметр	
Денисенко И. А., Зайцева А. Ю., Васюков В. Н.	149
Применение конечнозначных гиббсовских моделей для сегментации текстур-	
ных изображений	
Зайцева А. Ю., Васюков В. Н.	153
Разработка системы контроля доступа и мониторинга микроклимата для поме-	
щения радиотехнической лаборатории	
Зуевский В. И., Забродин М. Е., Влажин Д. С., Живица М. С., Абдулхаков А. А.,	
Валиханов М. М	158
Оценивание параметров гиббсовских моделей конечнозначных марковских полей	
Полевода П. А., Васюков В. Н.	163
Аппаратно-программный комплекс для исследования свойств спектральных	
характеристик сигналов акустической эмиссии	
Овчарук В. Н., Рябинькая А. Н.	168
Метод оперативного повышения помехоустойчивости связи с космическим ап-	
паратом	
Силантьев А. А., Михлин Е. Ю., Вильданов А. И., Кузьмин Е. В	171
Модель LDPC-кодера на базе программной среды «МАТLAB»	1
Селедцов А. О., Золотухин В. В.	175
Сравнение координат двухчастотных спутниковых радионавигационных при-	
емников и одночастотных приемников	170
Симоненко А. М., Агарышев А. И.	1/9
метод оораоотки метеорологической информации рабочей зоны радионавига-	
ционной системы	102
Феоктистов Д. С., Доронин К. Н.	183
Аппаратная реализация элементов і НСС-приемников	107
Соколовскии А. D., Dеисов Е. А., Гыжков Д. П	18/
Майстранко В А Майстранко Р Р	107
Исспедорание критериев дрижения в ризосистеме из осново web комори.	192
Сафонов А В Морозов Ю В	200
$\nabla u \psi 0 10 D I I$, D , $W 0 \psi 0 0 D I O D$, D , \dots	200

Секция «ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ»

Вейвлет-фильтрация изображений дистанционного зондирования Земли спут-	
HUKOBOU PJIC X-SAR	
Жохова М. Н., І оликов А. М.	
исследование точности определения координат воздушной цели в спутниковои-	
псевдоспутниковои многопозиционной системе наолюдения	
Дьяконов Е. А., Кирюшкин В. В.	
Сравнительный анализ имитаторов солнечного излучения для термовакуумных	
испытании космического аппарата	
Асланян Р. О., Анисимов Д. И., Марченко И. А., Пантелеев В. И.	
Фрактальное сжатие изооражении дистанционного зондирования земли спут-	
HUKOBOU PJIC A-SAK	
Богданов А. Ф., Голиков А. М.	
Алгоритм адаптации системы спутниковой связи к помехам	
Черноусов А. В., Выгонскии Ю. Г., Кузовников А. В.	
Истических систем	
Карцан II. П	
Кожин А. А. Гоников А. М.	
газраоотка кна для обеспечения тестирования приемопередающих устроиств	
Стандарта ЕБА/ССБДБ Байтордиор А. Р	
Измаранна дали насти корминаского анцарата	
Гізмерение дальности космическої о аппарата Евотроти ко Р. Р. Урукцициков А. А	
Создание приемного и передающего СВЦ консертеров в условиях импортоза	
мещения	
Петров К В	
Исспедорание молеци борторого усицителя монности спутникорой системы	
перелаци лациих	
Твердох небов С С Голиков А М	
Исспедование возможности измерения разности фаз сигналов принятых в раз-	
пичные фиксированные моменты времени	
Овчинников Ф В Сухотин В В	
Оценка возможности использования одночастотной аппаратуры GPS для реги-	
странии отклика ионосферы на паление Челябинского метеороила	
Холмогоров А А Иванов В Б	
Проектирование команлно-измерительных систем космических аппаратов	
Мишуров А В Хныкин А В Вильланов А И	
Инъектирование сбоев в микропроцессорные системы реального времени	
Лепешкина Е С Чекмарев С А Ханов В Х	
Разработка модуля обработки полезной полосы наземной станиии команлно-	
измерительной системы космического аппарата в станларте CCSDS с примене-	
нием отечественных радиоэлектронных компонентов	
Евстратько В. В.	
r	

Секция «ПРИБОРОСТРОЕНИЕ»

Изготовление прототипов печатных плат методом 3D-печати	
Бердников Г. К., Левицкий А. А.	270

Прототип беспроводного инклинометра на основе микромеханического датчика	
ускорения	
Васильев Р. А., Маринушкин П. С.	274
Двухосный твердотельный микрогироскоп на поверхностных акустических	
волнах	
Вахтин Ю. В., Митькин А. С., Погорелов В. А., Сизов В. П	277
Система управления медиаконтентом на базе зеркала с использованием допол-	
ненной реальности в рамках концепции интернета вещей	
Казаков В. В., Ролич А. Ю.	282
Когерентные магистрально-модульные системы для генерации навигационных	
сигналов	
Красненко С. С., Пичкалев А. В., Гончаров С. В.	287
Автоматизированный комплекс очистки и мониторинга водных сред на базе ме-	
тодов нелинейной гидроакустики	
Максимова И. С., Овчарук В. Н.	290
Устройство диагностирования топливной аппаратуры автотракторных дизелей	
семейства КАМАЗ	
Марусин Ал-р В., Марусин А. В., Данилов И. К.	293
Методы обеспечения эксплуатационной надежности бортовой аппаратуры по	
критериям качества электрорадиоизделий	
Матюшев Р. А., Максимов Ю. В., Патраев В. Е.	297
Оптимизация печатного узла для селективной пайки	
Межов А. А., Хасанов Я. Н., Томилина Н. П., Бахтина В. А., Домнин А. В	300
Аппаратура измерения угловых скоростей и пространственного положения КА	
для РАСО	
Пичкалев А. В., Гребенников А. В.	303
Генератор акустических сигналов специальной формы ультразвукового частот-	
ного лиапазона	
Рябинькая А. Н., Овчарук В. Н.	306
Способ и реализующее его устройство для определения уровней металла и элек-	
тролита в электролизере для получения алюминия	
Ситников А. А., Тен В. П., Громыко А. И.	309
Оптимизация тепловых труб для бортовой аппаратуры космического аппарата	
Соколов Н. Ю., Кулагин В. А.	313
Автоматизированная диагностика технических неисправностей автотранспорт-	
ных средств	
Феоктистов Д. С., Бугаев А. И., Гарифуллин В. Ф.	319
Проблемы анализа брака на производстве	
Хасанов Я. Н., Межов А. А., Томилина Н. П., Бахтина В. А., Домнин А. В	322
Проектирование ультразвукового дальномера для беспилотных летательных ап-	
паратов	
Хорошко А. Ю., Боев Н. М., Шаршавин П. В., Недбайло А. О.	325
Автоматическая система контроля целостности анододержателей	
Юхно В. Е., Пискажова Т. В.	330
Генератор частотно-манипулированных прямоугольных импульсов	
Романова Е. С., Силимянкина П. В., Мушта А. И.	334
Генератор частотно-модулированных прямоугольных импульсов	
Проводников А. А., Шубин М. В., Мушта А. И.	338

Синтез и электрофизические свойства композитов на основе сверхвысокомоле-	
кулярного полиэтилена и углеродных нанотрубок	
Маркевич И. А., Селютин Г. Е., Дрокин Н. А., Беляев Б. А	342
Широкополосная СВЧ нагрузка	
Рожкова В. В., Разинкин В. П.	347
Численное моделирование процессов СВЧ плавления диэлектриков с исполь-	
зованием метода конечных элементов	
Тригорлый С. В., Захаров В. В.	351
Регулируемый источник питания для пакетированного магнетрона промыш-	
ленного назначения	
Артюхов И. И., Земцов А. И., Гордеев Е. С.	354
Пространственное подавление помех, действующих на частоте зеркального ка-	
нала приёма антенных решеток	
Лысенко С. Н., Мануилов Б. Д., Падий А. Ю.	359
Особенности радиоволновой диагностики диэлектрических цилиндрических	
объектов в открытых резонаторах четырехмиллиметрового диапазона длин волн	
Бессонов В. В., Дорофеев И. О.	366
Исследование зависимости КСВ широкополосной рупорной антенны диапазо-	
на частот 0.8–50 ГГц от размеров согласующих ребер	
Куроптев П. Д., Левяков В. В., Фатеев А. В.	370
Исследование коаксиального резонатора с укорачивающей емкостью	
Туен Ле Куанг	375
Исследование влияния ширины активного и опорного проводников на коэффи-	
циент передачи и отражения устройства полосковой линии для испытания на	
электромагнитную совместимость	
Тернов С. А., Демаков А. В., Комнатнов М. Е.	380
Экспериментальные частотные характеристики волноводных фильтров на ще-	
левых мембранах с Z – образными щелями	
Копылова Н. А., Копылов А. Ф., Баскова А. А.	384
Разработка системы управления лучом конформной активной фазированной	
антенной решетки дирижабля	
Артюх А. С., Малугин К. А., Столяров А. В., Миловацкий А. С.	389
Миниатюрный полосковый фильтр на подвешенной подложке	
Нигматулина Д. В., Низяева Е. Д., Баскова А. А., Бальва Я. Ф.	394
Миниатюрные фильтры на двухпроводниковых полосковых резонаторах на	
подвешенных подложках	
Левкин Д. С., Кононов И. С., Баскова А.А., Бальва Я. Ф.	398
Универсальная планарная отражательная антенная решетка КU-диапазона	
Былов А. А.	402
Автоматизированное опорно-поворотное устройство для измерения диаграммы	
направленности антенн	
Влажин Д. С., Немшон А. Д., Зуевский В. И., Рязанцев Р. О	407
Метод юстировки зеркальной антенны по радиосигналам искусственных спут-	

Секция «СВЧ-ТЕХНОЛОГИИ, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА»

Оптимизация параметров полосозапирающих фильтров в структуре проводной	
антенны V-типа	
Демаков А. В., Газизов Т. Т.	
Микрополосковый фильтр Wi-Fi диапазона	
Исаков В. С., Разинкин В. П.	
Реализация щелевого моста на интегрированном в подложку волноводе	
Кислица А. С., Назаров О. А., Панько В. С.	
Построение двухдиапазонных приемопередающих трактов высокого уровня	
мощности для систем спутниковой связи	
Лемченко В. И., Коровкин А. Е., Раздоркин Л. Я., Шипулин А. В.	
Полосно-пропускающий фильтр х-лиапазона на шелевых резонаторах в запре-	
лельном волноводе	
Коротченко Д. С., Волошин А. С.	
Моделирование и исследование характеристик направленности неэквидистант-	
ных антенных решеток	
Кривощеков В. П., Неудакин А. А.	
Анализ добротности двухэлементной антенны при малом межэлементном рас-	
стоянии	
Любина Л. М., Петров С. А., Сугак М. И.	
Микрополосковый датчик для измерения диэлектрических констант материалов	
Панин Д. С., Беляев Б. А.	
Оптимизация формы пленочных СВЧ-нагрузок	
Савенков Г. Г.	
Полосковый полосно-пропускающий фильтр со сверхглубоким уровнем подав-	
ления в широкой полосе заграждения	
Савишников М. О., Баскова А. А., Сержантов А. М.	
Моделирование устройства измерения магнитной проницаемости на основе	
запредельного круглого двухслойного волновода	
Сутулин А. А., Жуков А.А.	
Коррекция амплитудно-фазового распределения раскрываемой антенной решетки	
Габриэльян Д. Д., Кузнецов Ю. В., Петин В. О., Федоров Д. С., Шлаферов А. Л.	
Алгоритм синтеза амплитудно-фазового распределения в квазикольцевой антен-	
ной решетке	
Федоров Д. С.	
Изготовление алюмооксидных подложек для микрополоковых СВЧ-структур	
методом сквозного двухстороннего анодирования	
Шиманович Д. Л.	

Секция «ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И НАНОЭЛЕКТРОНИКА»
Аналитический подход к экстракции параметров эквивалентной схемы рези-	
стора МИС	
Ватюк А. А., Леонов М. А., Троян П. Е.	496
Электрические и частотные свойства транзистора с высокой подвижностью	
электронов с графеновыми теплоотводящими элементами	
Волчёк В. С., Стемпицкий В. Р.	500
Датчик Холла на основе гетероструктуры AlGaN/GaN, функционирующий до	
температуры 400 °С	
Дао Динь Ха, Стемпицкий В. Р.	504
Изготовление и исследование тонкопленочных конденсаторов на основе	
$PECVD - Si_3N_4$	
Зеленов Ф. В., Масюгин А. Н., Иванов А. Б., Коновалов С. О., Тютюнник М. О.,	
Барон Ф. А	508
Приборно-технологическое моделирование высокотемпературных диодов	
Шоттки	
Ловшенко И. Ю., Соловьев Я. А., Солодуха В. А., Стемпицкий В. Р	511
Снижение эффектов горячих носителей в субмикронных КМОП интегральных	
схемах	
Мустафаев А. Г., Черкесова Н. В., Мустафаев Г. А	515
Моделирование характеристик генераторов с радиокомпонентами на поверхно-	
стных акустических волнах	
Никонова Г. С., Никонов И. В.	518
Особенности изготовления мощных СВЧ-транзисторов методом внутреннего	
формирования структур	
Солодуха В. А., Снитовский Ю. П., Соловьёв Я. А.	521

Секция «КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»

Флюсующие связующие, бромиды четвертичных аммониевых солей и поли-	
эфирной смолы, для низкотемпературных паяльных паст	
Бартуш А. А., Полежаева Н. И.	526
Органическая связка, полиэфирная смола, модифицированная канифолью, для	
низкотемпературных паяльных паст	
Какарцев В. Л., Полежаева Н. И.	530
Флюсы, бромиды четвертичных аммониевых солей, для низкотемпературных	
паяльных паст	
Масеев П. Н., Полежаева Н. И.	534
Моделирование и оптимизация параметров высокочастотного индукционного	
устройства для сборки диодов в корпусе MINIMELF	
Артюхевич Е. А., Ланин В. Л.	538
Перспективы разработки солнечных элементов с вертикальным p-n переходом	
Писарев И. О., Шелованова Г. Н.	542
Технологические подходы для создания алюмооксидных структур с высокоэф-	
фективным теплоотводом	
Шиманович Д. Л.	546
Разработка стенда для проверки параметров плат	
Тимошин Д. В., Залевский А. А., Михайленко С. А., Чаплыгина А. А., Гафа-	
рова А. В	551
1	

Разработка преобразователя электрической энергии в механическую для си	[C-
темы удаления наледи с проводов ЛЭП	
Прухина И. С., Юрьсв А. Б., Грегуоов С. И сборошно-монтажной технол	
гишости конструкции СВИ-молуля	.0-
Ипраев Г. Х	
Алгоритм и программа расчета усталостной надёжности паяных соединений Пиганов М. Н., Иванов А. В.	
Программа решения задачи размещения электронных компонентов с учетом п	их
тепловых характеристик	
Карнаухов М. А., Наврозов Д. А., Носкова Е. Е	
Расчет транзисторного каскада малошумящего входного устройства Х-диапазона	a
Баранов О. Ю., Трегубов С. И.	
Влияние температурного профиля на качество пайки электронных компоне	H-
тов по технологии PIP	
Домнин А. В., Трегубов С. И.	
Формирование требований к антенне аварийного радиомаяка для системы а	.B-
томатического спасения	
Клешнина С. А., Трегубов С. И.	
Устройства пайки и лужения электронных средств	
Пиганов М. Н., Иванов А. В.	
Выбор источников инфракрасного нагрева для монтажа поверхностно монт	И-
руемых компонентов	
Ланин В. Л., Лаппо А. И.	
Подход к реализации проектирующей подсистемы САПР с использование	ЭМ
web-технологий	
Соколов II. В., Голстов А. В., Носкова Е. Е.	
Контроль проволочного монтажа в технологии «кристалл на плате» Ланин В. Л., Петухов И. Б.	
Структурно-функциональное представление проектируемого изделия дерево	ЭM
построения его 3D-модели в CAD-системе	
Цыганков Д. Э., Похилько А. Ф.	
Разработка программы подбора асинхронного двигателя для работы токарны	ЫΧ
станков	
Лепший М. В., Труфанов Д. С., Биллер М. Г	

К вопросу оценки надежности двухполюсных и многополюсных сетей связи	
Батенков К. А.	604
IP-ATC на базе программного обеспечения ASTERISK	
Милько Д. С., Голиков А. М.	609
Система распознания и сопровождения движущихся объектов по сигналам ка-	
мер видеонаблюдения	
Никонов А. С., Голиков А. М	611
Экспериментальные исследования температурных изменений спектра рассея-	
ния Мандельштама – Бриллюэна в оптическом волокне, легированном эрбием	
Богачков И.В.	613
Обнаружение участков с изменёнными характеристиками в оптических волокнах	
Богачков И. В., Трухина А. И.	618

Исследование помехоустойчивости при пространственно-частотном разделе-
нии с неортогональным разнесением несущих частот Чаплыгина А. А., Кологривов В. А.
Выявление максимумов напряжения сверхкороткого импульса вдоль микропо-
лосковой С-секции с помощью генетических алгоритмов Газизов Р. Р., Газизов Т. Т.
Особенности реализации проектов строительства волоконно-оптических линий
связи на воздушных линиях электропередач Михайленко Я В
Анация режимов кластеризации ПКС-контролцера OpenDavlight
Осетов С. П. Галин С. В.
Скремблирование аулиосигнала с использованием вейвлет-преобразования
Тихонов В А Голиков А М
Исспелование потребления аппаратных мошностей системами видеоконференц-
связи
Ткаченко Н И Галич С В Семенов Е С
Разработка математической молели распреленения трафика в телекоммуника-
пионной сети
Гутковская О. Л.
Исследование процесса изучения сетевой топологии со стороны ПКС контрол-
лера в программно-конфигурируемой сети
Деогенов М. С., Семенов Е. С.
Модель сети связи с отказами, использующая протоколы маршрутизации на
базе стека протоколов TCP/IP, с помощью программы RIVERBED
Пузанов А. С., Батенков К. А.
Перспективы развития современных DCS-систем
Романова Д. С.
Имитационное моделирование видео-конференц-связи на сетях МВД России
Хабин А. О., Шершнев А. А., Батенков К. А.
Измерение фазового джиттера в системах приема и передачи сигналов цифро-
вого телевидения
Хафизов Т. Р., Леончиков Д. Н., Вяхирев В. А
Предоставление услуг TriplePlay на основе технологий широкополосного ра-
диодоступа NG-1
Туров А. В., Девлишов А. Г., Черников Д. Ю.
Формирование оценки качества радиопокрытия систем радиосвязи с использо-
ванием абонентского оборудования
Хицунов Д. И., Черников Д. Ю.
Особенности использования абонентских радиостанций в сети широкополос-
ного радиодоступа NG-1
Набирухина Л. Л., Тарбазанов К. В., Черников Д. Ю.
Квантовая криптография как метод современной защиты передачи данных
Иванов А. В.
Повышение эффективности системы управления предприятием на основе при-
менения технологии RFID-меток
Ковалев К. Б., Ломанцова Ю. А., Строцев А. А.
Алгоритм коррекции координат, передаваемых бортовым ответчиком системы
АDS-В, при применении разностно-дальномерных измерений
Емельянов Р. В., Морозов А. П., Строцев А. А.

Секция «ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ МАТЕРИАЛЫ МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКИ»

Улучшение технологии радиокерамики из стеатитовой массы С-4 при переходе	
к спековому способу	
Шарафеев Ш. М., Погребенков В. М	697
Металлоуглеродные нанокомпозиты на основе пиролизованного кобальтсодер-	
жащего полиакрилонитрила для создания низкотемпературных сенсоров газа	
Коноваленко С. П., Бедная Т. А.	701
Наноструктурные композиционные пленочные солнечные элементы на стекле	
Торокова Е. Л., Слизкова А. С., Патрушева Т. Н.	704
Магнитные и резонансные свойства многослойных пленок	
[(CoP) _{soft} /NiP/(CoP) _{hard} /NiP] _n	
Фурдык В. П	708
Получение магнитных пленок CoP и CoNiP методом химического осаждения	
Жижин В. В., Подорожняк С. А.	711
Металлизация макропористого кремния для создания топливных элементов	
Меркушев Ф. Ф., Колпаков С. А., Юзова В. А	714
Растворный метод изготовления самоочищающегося стекла	
Мохирева Т. Д., Патрушева Т. Н., Корец А. Я.	717
Влияние интенсивности лазерного излучения на амплитуду генерируемых аку-	
стических импульсов в монокристаллах La ₃ Ga ₅ SiO ₁₄	
Турчин П. П., Рычков И. М., Турчин В. И., Четвергов Н. А	720
Исследование композитных мембран на основе функциональных фторполиме-	
ров методом ядерного магнитного резонанса	
Смоляров К. Т., Морамзин В. В., Иванов Ю. Н.	724

Секция «СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (АНГЛИЙСКИЙ ЯЗЫК)»

Organization of Monitoring the Safety of External Elements of Communication Fa-	
cilities	
Bobrov I. S., Galkin I. V.	727
Magnetic Field Dependent Lateral Photovoltaic Effect in Fe ₃ Si/Si Hybrid Structure Bondarey I A Volkov N V Andyuseva V G	729
Modelling of Software Methods for Spacecraft On-Board Equipment Protection Againts Interferences Caused by Electro-Static Discharge	129
Kostin A. V., Bozrikov V. S., Piganov M. N.	730
Dip Pen Nanolithography Method for Creation Devices of Modern Electronics and	
Spintronics	
Smolyarova T. E., Lukyanenko A. V., Volkov N. V., Alekseenko I. V	735
Source of Correlated Photons Pairs in Near Infrared	
Nasedkin B. A., Vyunishev A. M., Alekseenko I. V.	737
The Possibilities of Using Mesh Networks	
Shevelev K. S.	739
Layered Ni/Ge Thin Films: the Ni-Ge Interface Effect in the Films Magnetic Properties	
Chernichenko A. V., Samoshkina Yu., Alekseenko I. V.	743
Список авторов	746