Министерство образования и науки Российской Федерации
Сибирский федеральный университет

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Сборник научных трудов

Под редакцией А. И. Громыко, Г. С. Патрина

Красноярск
2010

УДК 621.37/.39
С 56

Редакционная коллегия

А. И. Громыко – д-р техн. наук, проф.; Б. А. Беляев – д-р техн. наук, проф.; Ю. В. Коловский – канд. техн. наук, проф.; Д. Ю. Пономарев – канд. техн. наук, доц.; С. И. Трегубов – доц.; В. М. Бондаренко – д-р техн. наук, А. А. Левицкий – канд. физ-мат. наук, доц. (отв. за выпуск)

С 56 Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. / под ред. А. И. Громыко, Г. С. Патрина ; отв. за вып. А. А. Левицкий ; Сиб. федер. ун-т. – Красноярск, 2010. – 424 с.

ISBN 978-5-7638-1940-3

В сборнике представлены научные статьи участников ежегодной Всероссийской научно-технической конференции молодых ученых и студентов, посвященной 115-й годовщине Дня радио, состоявшейся в г. Красноярске 7–8 мая 2010 г.

Отражены последние разработки в областях радиотехники и радиоэлектроники по направлениям: радиотехнические системы; радионавигация; СВЧ-технологии; антенны и устройства; микросистемотехника; проектирование и технология электронных средств; приборостроение; автоматизация проектирования; применение технологий National Instruments в инновационной деятельности; телекоммуникации; системы непрерывной подготовки кадров в области радиоэлектроники.

Предназначен для научных работников, аспирантов и студентов радиотехнического профиля.

УДК 621.37/.39

Печатается в авторской редакции

Компьютерная верстка: *Т. М. Говоркова, Т. М. Бовкун*

Подписано в печать 12.04.2010. Печать плоская
Формат 60x84/16. Бумага офсетная. Усл. печ. л. 24,65
Тираж 100 экз. Заказ № 1620

Отпечатано в Издательско-полиграфическом комплексе
Сибирского федерального университета
660041, Красноярск, пр. Свободный, 82а

ISBN 978-5-7638-1940-3

© Сибирский федеральный университет, 2010

Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ»

ПЕРСПЕКТИВНЫЕ ШУМОПОДОБНЫЕ СИГНАЛЫ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

А. Г. Клевлин, В. Н. Бондаренко (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: a.g.klevlin@gmail.com

Проведен анализ перспективных шумоподобных сигналов широкополосных радионавигационных систем по обобщенному критерию спектральной эффективности. Представлены результаты спектральной эффективности сигналов с фазовой и частотной модуляцией. Рассмотрены варианты перспективных шумоподобных сигналов, обеспечивающих значительные преимущества по точности измерения задержки по сравнению с существующими сигналами. Даны рекомендации по применению сигналов для глобальной навигационной спутниковой системы ГЛОНАСС и наземных систем средневолнового и длинноволнового диапазона.

Проводимая в настоящее время модернизация глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) ГЛОНАСС и GPS, а также создание и развёртывание новой ГНСС Galileo и наземных систем средневолнового и длинноволнового диапазона в значительной степени связана с использованием в них новых навигационных сигналов. Основными отличительными чертами новых сигналов являются кодовое разделение, применение наряду с традиционным видом фазовой манипуляции BPSK (binary phase shift keying) модуляции BOC (binary offset carrier modulated signals) [1], а также спектрально эффективной модуляции MSK (minimum shift keying). Глобальные навигационные спутниковые системы относятся к категории так называемых широкополосных (*spread spectrum*) систем [3], высокие тактические показатели которых в первую очередь определяются широким спектром используемых шумоподобных сигналов (ШПС) и полоса частот наряду с фиксированным энергетическим ресурсом, выделенная любой системе, является весьма дорогостоящим и дефицитным ресурсом. Поэтому сопоставление характеристик новых навигационных сигналов должно проводиться при фиксированном спектральном ресурсе.

Потенциальная точность измерения времени τ запаздывания сигнала характеризуется известной формулой для дисперсии ошибки [2]

$$\sigma_\tau^2 = \frac{1}{\left(2\pi F_э\right)^2 q^2}, \quad q >> 1, \tag{1}$$

где $q^2 = 2E/N_0 = \left(A^2/N_0\right)T_и$ – параметр, который может быть назван *отношением сигнал/шум* при оптимальной обработке с помощью коррелятора или согласованного фильтра; $E = A^2 T_и/2$ – энергия сигнала на интервале измерения $T_и$; N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности белого шума; $F_э$ – эффективная (среднеквадратическая) ширина спектра, определяемая как

$$F_э = \left[\frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 \left|g_0(f)\right|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} \left|g_0(f)\right|^2 df}\right]^{1/2} = \left[\frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 G_0(f)\, df}{\int_{-\infty}^{\infty} G_0(f)\, df}\right]^{1/2} = \frac{1}{2\pi}\left[-R_0''(0)\right]^{1/2}, \tag{2}$$

где $\left|g_0(f)\right|, G_0(f)$ и $R_0(\tau)$ – амплитудный спектр, энергетический спектр и нормированная автокорреляционная функция (АКФ) элемента комплексной огибающей сигнала; $R_0''(0)$ – значение второй производной АКФ при $\tau \to 0$.

Сравнительный анализ ШПС в работе проводится на основе обобщенного критерия спектральной эффективности $\eta = F_э/F_c$, где F_c – ширина спектра сигнала, определяемая из условия $P_c(F_c) = \alpha P_c$, $\alpha = 0{,}9;\ 0{,}99;\ 0{,}999$. При заданной полосе F_c и мощности $P_c(F_c)$ показатель η характеризует точность измерения задержки (с ростом η дисперсия ошибки (1) уменьшается).

На рис. 1 и 2 приведены односторонние энергетические спектры и автокорреляционные функции перспективных ШПС с модуляцией BOC (BPSK-BOC и MSK-QBOC).

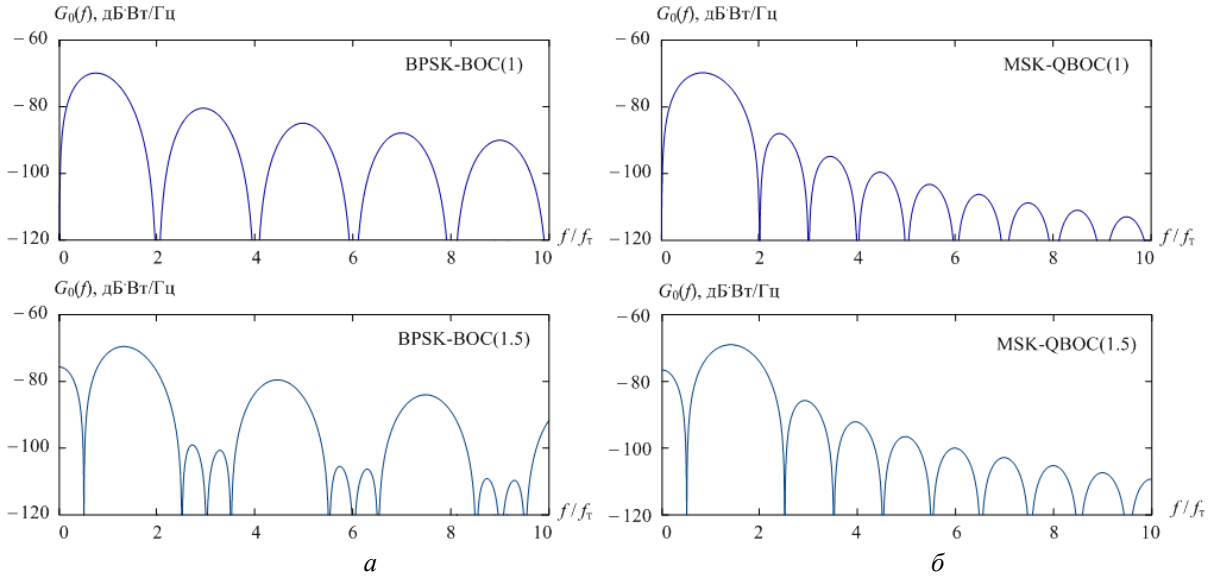


Рис. 1. Энергетические спектры ШПС: *а* – BPSK-BOC; *б* – MSK-QBOC

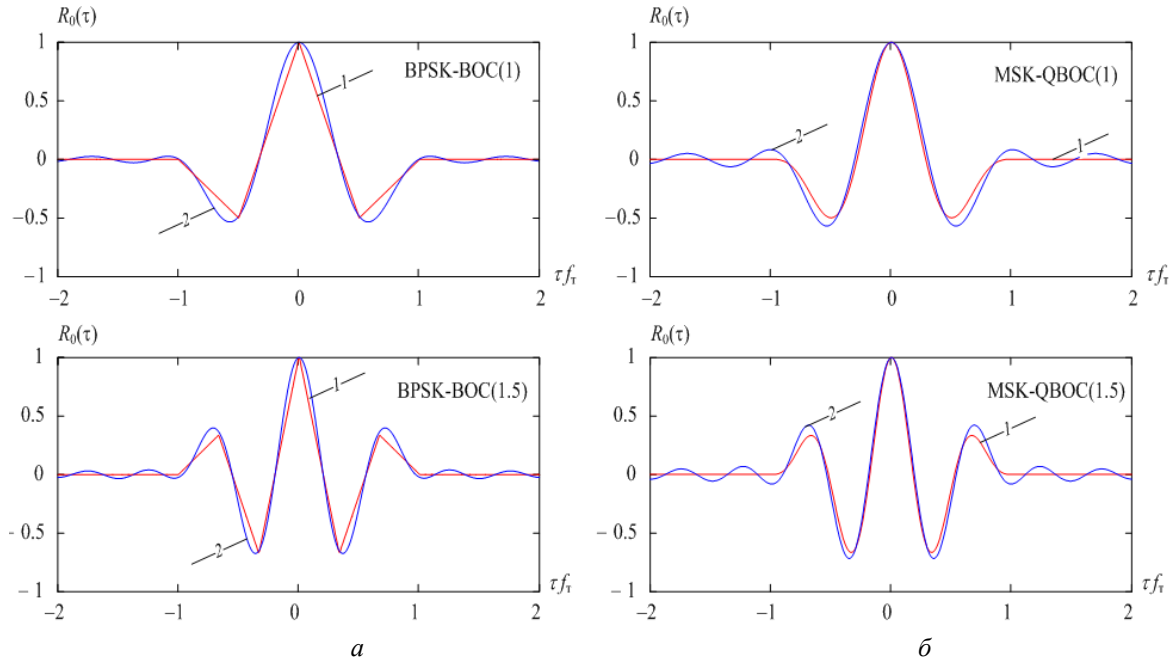


Рис. 2. Автокорреляционные функции ШПС: *а* – BPSK-BOC; *б* – MSK-QBOC

На рис. 2 приведены 2 кривые, первая кривая получена при условии, что ограничения по полосе частот не проводилось, вторая кривая получена для случая, когда спектр сигнала ограничивается полосой, в которой сосредоточено 90 % мощности. ШПС с модуляцией BOC(1) и BOC(1.5) отличаются соотношением меандровой и тактовой частотами последовательности.

Результаты анализа представлены в табл. 1.

Таблица 1

Вид модуляции	Внутриполосная мощность Pс(Fс)/Pс	Ширина спектра Fс/fт	Эффективная ширина спектра Fэ/fт	Обобщенный показатель эффективности Fэ/Fс
MSK	0,9	0,777	0,19	0,245
	0,99	1,182	0,228	0,193
	0,999	2,735	0,24	0,088
SinMSK	0,9	0,871	0,213	0,244
	0,99	1,414	0,257	0,182
	0,999	2,566	0,274	0,107
GMSK (BT=0,25)	0,9	0,57	0,139	0,242
	0,99	0,86	0,168	0,192
	0,999	1,09	0,174	0,159
BPSK	0,9	1,697	0,332	0,196
	0,99	20,571	1,018	0,049
	0,999	196,481	3,229	0,016
QBPSK (OQBPSK)	0,9	0,849	0,166	0,196
	0,99	10,286	0,509	0,049
	0,999	98,24	1,62	0,016
BPSK-BOC(1)	0,9	6,096	0,975	0,16
	0,99	61,501	3,04	0,049
	0,999	613,499	9,618	0,016
BPSK-BOC(1.5)	0,9	9,411	1,623	0,172
	0,99	99,781	5,066	0,051
	0,999	933,997	15,382	0,016
MSK-QBOC(1)	0,9	2,713	0,823	0,303
	0,99	4,394	0,94	0,214
	0,999	8,623	0,974	0,113
MSK-QBOC(1.5)	0,9	3,785	1,287	0,34
	0,99	5,84	1,431	0,245
	0,999	10,736	1,471	0,137
SinMSK-QBOC(1)	0,9	2,858	0,904	0,316
	0,99	5,696	1,022	0,179
	0,999	10,402	1,096	0,105
SinMSK-QBOC(1.5)	0,9	3,912	1,389	0,355
	0,99	8,668	1,53	0,176
	0,999	15,531	1,644	0,106

Выводы:

1. Сигналы BPSK-BOC и MSK-BOC обеспечивают значительные преимущества в точности измерения задержки по сравнению с сигналами с традиционными видами модуляции BPSK и MSK (выигрыш по обобщенному критерию спектральной эффективности более чем в 5 раз).

2. Недостаток сигналов с BOC-модуляцией с большой кратностью $f_м/f_т$ является неоднозначность измерения задержки, обусловленная многопиковой формой АКФ, следствием этого является ухудшение разрешающей способности.

3. Модуляция SinMSK-QBOC(1.5) обеспечивает максимальную спектральную эффективность по обобщенному показателю $\eta = F_э/F_c$ ($\eta = 0{,}355$ при мощности $P_c(F_c) = 0{,}9P_c$).

4. Шумоподобные сигналы, BPSK-BOC, MSK-QBOC и SinMSK-QBOC можно рекомендовать для применения в ГНСС ГЛОНАСС. Для наземных систем средневолнового и длинноволнового диапазонов помимо указанных широкополосных сигналов с BOC-модуляцией привлекательными видами являются спектрально эффективные модуляции GMSK и SinMSK.

Список литературы

1. Ярлыков, М. С. Характеристики меандровых сигналов (BOC – сигналов) в спутниковых радионавигационных системах нового поколения / М. С. Ярлыков // Радиотехника. – 2008. – № 8.

2. Бондаренко, В. Н. Помехоустойчивость временного дискриминатора шумоподобного сигнала / В. Н. Бондаренко // Радиотехника. – 2009. – № 5. – С. 26–33.

3. Ипатов, В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения / В. П. Ипатов ; пер. с англ. – М. : Техносфера, 2007.

КОМПЛЕКС УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ ДЛЯ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ

И. В. Макаров, В. И. Кокорин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: intelsysgroup@gmail.com

Отражен один из подходов к созданию программно-аппаратного комплекса управления беспилотными летательными аппаратами, как совокупности бортового и наземного сегментов. Для управления бортовым сегментом разработан блок автопилота. Контроль наземного сегмента комплекса выполняет управляющая электронная вычислительная машина, функционирующая по унифицированному программному обеспечению с блоком автопилота. Предложенный подход позволяет минимизировать затраты по проектированию системы и разработке программного обеспечения при обеспечении масштабируемости системы.

При проектировании систем гражданского назначения ключевым является соотношение функциональности, надёжности и цены. Обеспечение функциональности на начальных этапах жизненного цикла комплексов беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) осложняется слабым развитием методик их применения в хозяйственной деятельности предприятий потребителей. Это связано с тем, что направление гражданских БПЛА в России находится на начальном этапе своего развития. Возможно, поэтому активное применение БПЛА в настоящее время сводится к методически простым задачам визуального наблюдения и аэрофотосъёмки.

Для построения комплексов БПЛА для широкого круга задач: аэроэлектроразведка, аэромагнитометрия, аэрофотосъёмка, газоанализация, патрулирование и т. д. требуется сформировать комплекс аппаратных и программных средств, позволяющих на уровне комплектации и настройки интегрировать систему с различными полезными нагрузками на базе планеров БПЛА различных массогабаритных характеристик.

Комплекс управления БПЛА по назначению разделяется на два сегмента: бортовой комплекс управления (БКУ) и наземный комплекс управления (НКУ). Задачами БКУ являются:

- решения задачи навигации и автоматического управления летательным аппаратом (ЛА);

- обеспечения командно-телеметрического взаимодействия с НКУ;
- обеспечение функционирования полезной нагрузки;
- обеспечение самодиагностики ЛА.

Основными задачами НКУ являются:

- обеспечение командно-телеметрического взаимодействия с БКУ;
- обеспечение ручного управления в реальном времени;
- предоставление элементов программирования и управления БПЛА;
- представление телеметрической информации в графическом виде;
- отражение результатов функционирования полезной нагрузки.

По перечисленным основным задачам НКУ одним из очевидных и дешёвых решений является система рабочего места оператора на базе портативной персональной электронной вычислительно машины (ППЭВМ), подключённой к приёмо-передающей аппаратуре командно-телеметрического канала. Графическое управляющее программное обеспечение (ПО) осуществляет программирование маршрута и отображение параметров полёта. При этом остаётся нерешённой задача обеспечения ручного управления БПЛА. Задачи поддержания управляющего графического интерфейса и управления в реальном времени (передача управляющих сигналов по штатному радиоканалу) на одной ЭВМ являются несовместимыми. Это связано с требованием обеспечения надёжности и детерменированности времени прохождения сигналов ручного управления. Кроме этого централизация НКУ на базе графической системы требует дополнительных технических средств для обеспечения её автономности в течение длительного времени.

Предлагается в качестве центрального элемента НКУ использовать встраиваемую управляющую электронную вычислительную машину (УЭВМ) под управлением операционной системы реального времени (рис. 1). В то время как обеспечение рабочего места оператора с задачами отображения параметров полёта и программирования маршрута остаются под управлением ППЭВМ, но уже подчинённого системно УЭВМ НКУ. Задача доступа к управлению БПЛА и получения его телеметрии на ПЭВМ реализуется клиент-серверным взаимодействием через Socket интерфейс по каналам Ethernet. Таким образом, рабочее место оператора является графическим управляющим терминалом к УЭВМ НКУ. В данном случае не требуется обеспечение автономности рабочего места оператора в течение длительного времени.

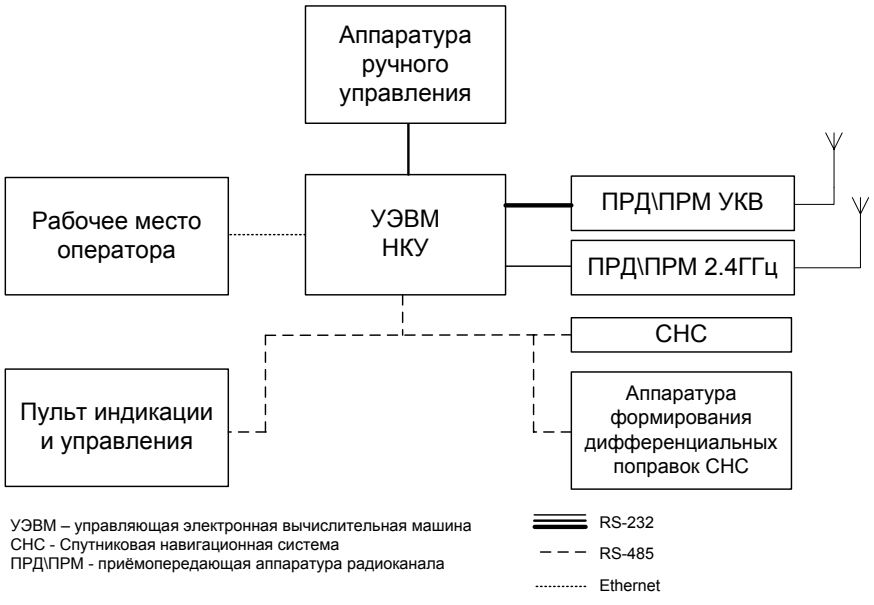


Рис. 1. Структурная схема наземного комплекса управления

При предложенной схеме организации НКУ система обеспечивает решение задач ручного управления в реальном времени с разделением приоритетов доступа к вычислительным ресурсам и к радиоканалу. Это гарантирует доставку пакетов ручного управления с минимальной задержкой вне зависимости от загрузки радиоканала и процессора УЭВМ.

Кроме обеспечения независимого канала ручного управления, централизация на базе УЭВМ НКУ позволяет интегрировать в состав НКУ дополнительные системы в зависимости от решаемых задач. Например, для решения задачи высокоточного пилотирования и автоматической посадки в НКУ интегрируется аппаратура формирования дифференциальных поправок (ДП) к сигналам спутниковых навигационных систем (СНС), в данном случае УЭВМ НКУ выполняет доставку на БКУ информацию ДП по выставленным приоритетам.

Для обеспечения автономности НКУ от рабочего места оператора в систему НКУ включается пульт индикации и выбора режимов, который с минимальным энергопотреблением отражает ключевые параметры жизнеобеспечения БПЛА, а так же ретранслирует основные команды выполнения задания (например «взлёт», «возврат», «посадка», «прекратить задание»). Данное решение сводит задачи рабочего места оператора к программированию маршрута, настройкам БПЛА, расширенному исследованию полётных параметров. Это позволяет не только увеличить продолжительность автономного функционирования НКУ, но и сократить затраты на заимствуемое оборудование. Например, отсутствует необходимость приобретения ПЭВМ для работы в зимних условиях на регулярной аэрофотосъёмке, где маршрут может быть запрограммирован на ПЭВМ в помещении, а обслуживающему персоналу БПЛА достаточно обеспечить взлёт и контроль полёта.

Клиент – серверная модель взаимодействия рабочего места оператора с УЭВМ НКУ позволяет строить систему с распределёнными рабочими местами оператора, имеющие доступ к НКУ через любую локальную вычислительную сеть (ЛВС) и интернет. В составе сервера настраиваются права доступа к комплексу для каждого пользователя. Таким образом, в системе предусмотрен режим удалённого информационного обеспечения потребителя или диспетчерских служб о параметрах функционирования БПЛА, его местоположении. Эта возможность обеспечивает потребителю в реальном времени удалённый доступ к результатам работы комплекса. Для диспетчерских служб эта функция позволяет контролировать полёты комплексов БПЛА.

Система БКУ строится на базе блока автопилота, объединяющего в своём составе следующие системы:

- вычислитель;
- микромеханическая инерциальная навигационная система;
- спутниковая навигационная система;
- абсолютный и дифференциальный манометры.

Вычислитель имеет следующие характеристики и особенности:

- производительность 400 MIPS;
- объём оперативной памяти 64 Мб;
- объём энергонезависимой памяти от 256 Мб;
- управление осуществляется операционной системой реального времени (ОСРВ) QNX Neutrino.

В составе блока автопилота находятся следующие интерфейсы:

- 5 последовательных портов в зависимости от аппаратной конфигурации представляемые в виде: RS-232, RS-485 или RS-422;
- 100 Мбит Ethernet;
- USB Host.

Программное обеспечение блока автопилота на базе существующих ОСРВ позволяет концентрировать усилия по разработке на решении ключевых задач блока. Операци-

онная система QNX является мультиплатформенной, это обстоятельство позволяет сохранять масштабируемость блока автопилота не только по функциональности, но и производительности за счёт использования других архитектур процессора.

ОСРВ QNX Neutrino позволяет без ограничений выполнять НИОКР. Приобретение лицензии необходимо только на этапе коммерциализации.

Ethernet-интерфейс необходим для интеграции с высокопроизводительными полезными нагрузками, такими как фотокамеры высокого разрешения. Кроме этого в составе БКУ автопилот может быть дублирован, канал перекрёстного резервирования образуется по Ethernet за счёт использования специализированного сетевого стека QNX – QNET. QNET позволяет получать доступ к ресурсам удалённой машины теми же программными механизмами, что и к локальным ресурсам. Под ресурсом понимается блочное, символьное или специализированное устройство, с точки зрения программиста – файл, зарегистрированный в дереве каталогов [2]. Так как базовое программное обеспечение строится на основании администраторов ресурсов – фактически драйверов, основной блок автопилота может считывать информацию, например, по показаниям инерциальных датчиков с резервного блока. Таким же образом резервный блок может использовать приёмопередающую аппаратуру, подключённому к основному блоку.

УЭВМ НКУ функционирует также, под управлением ОСРВ QNX Neutrino, это позволяет использовать для ряда задач унифицированное программное обеспечение, общее для НКУ и БКУ. Например: ПО командно-телеметрического обмена и драйверы устройств и подсистем.

Доступ к исполнительным устройствам (электроприводам, контроллерам полезной нагрузки) комплекса осуществляется по магистральным интерфейсам RS-485, RS-422 специализированным протоколом с адресацией устройств и контролем канальных ошибок.

На рис. 2 представлена структура БКУ БПЛА взлётной массой до 4кг (тип «Дельта»), так как планер выполнен по аэродинамической схеме «бесхвостка», для управления аэродинамическими поверхностями используются два электропривода: по одному на левый и правый элевоны. Магистрали RS-485 разделены для электроприводов и вспомогательных систем: контроллера полезной нагрузки, системы автоматического спасения. Это сделано для специализации канала электроприводов, исключая дополнительные задержки прохождения управляющего сигнала в случае если канал занимается низкоприоритетным процессом. Система автоматического спасения контролирует выпуск парашюта для штатной посадки и является «сторожевым таймером» комплекса, осуществляя выброс парашюта, если нет сигнала сброса таймера от блока автопилота.

На рис. 3 представлена блок-схема информационной структуры БПЛА максимальной взлётной массой 20–25 кг (тип «Гамма»). Электроприводы унифицированы для обоих типов БПЛА: «Дельта» и «Гамма». Аппарат «Гамма» выполнен по классической аэродинамической схеме и имеет 3 секции флаперонов на каждом крыле, так же имеются дублированные электроприводы для руля направления и высоты, функционирующие через дифференцирующий механизм. В данном случае подключение электроприводов осуществляется по двум независимым магистралям RS-485, для левой и правой стороны летательного аппарата. Это исключает необратимые последствия от замыканий в магистрали от механического повреждения или выгорания драйверов интерфейса. Функции по управлению выполняют в ограниченном режиме электроприводы противоположной стороны. При этом БПЛА «Гамма» так же может оборудоваться парашютной аппаратурой системы автоматического спасения. Как и для типа «Дельта» оборудование вспомогательных систем вынесено на отдельную магистраль.

Отсутствие необходимости выполнения гальванической развязки и использования специализированных контроллеров, например, мультиплексного канала обмена, позволяет интегрировать комплекс БПЛА более оптимальным по цене и массо-габаритным характеристикам.

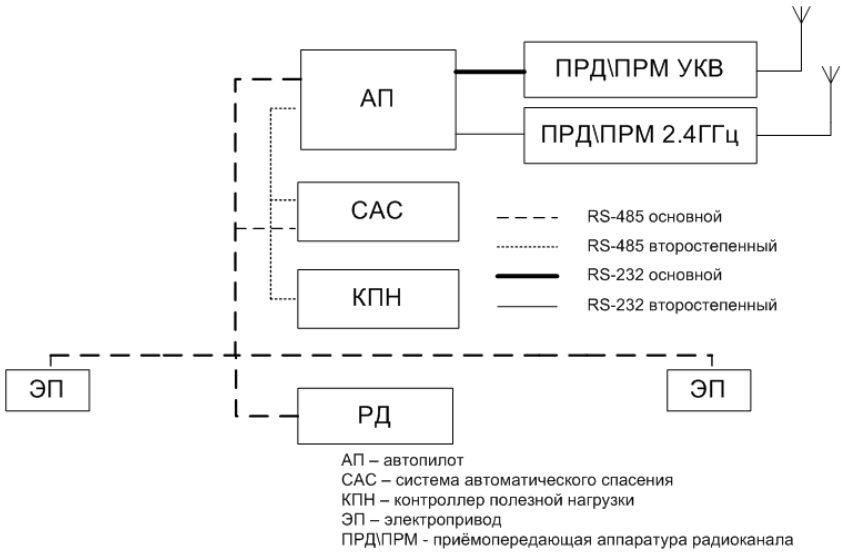


Рис. 2. Структурная схема БКУ БПЛА «Дельта»

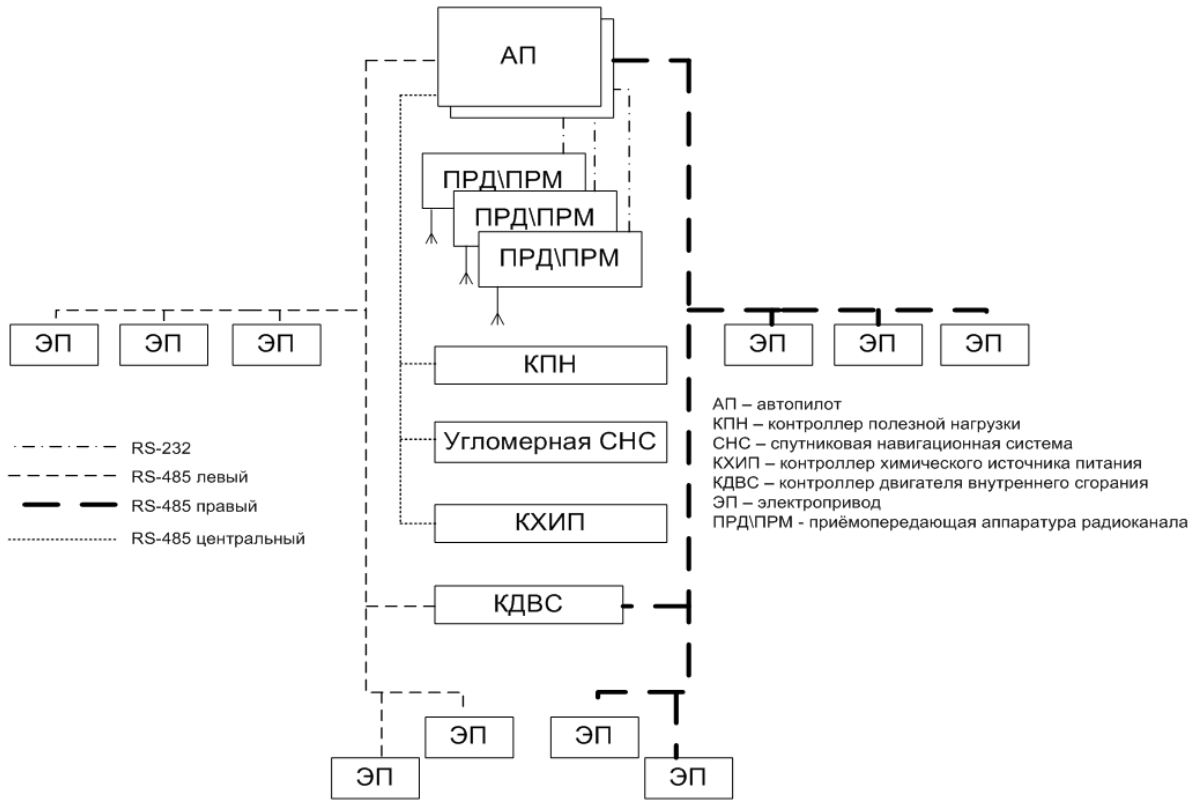


Рис. 3. Структурная схема БКУ БПЛА «Гамма»

Унификация элементов комплекса управления беспилотными летательными аппаратами в области исполнительных устройств, программного обеспечения позволяет с минимальными затратами конфигурировать БКУ и НКУ в зависимости от решаемых задач.

Список литературы

1. Макаров, И. В. Создание блока автопилота малого беспилотного летательного аппарата / И. В. Макаров // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. / на-

уч. ред. : А. И. Громыко, А. В. Сарафанов ; отв. за вып. А. А. Левицкий. – Красноярск : ИПК СФУ, 2009. – 465 с. – С 56–59.

2. Writing a Resource Manager [Электронный ресурс] : тех. документация / QSSI - QNX Documentation Library. – Режим доступа: http://staff.qnx.com/developers/docs/6.3.2/neutrino/prog/resmgr.html

СОГЛАСОВАННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ НА БАЗЕ МОДИФИЦИРОВАННОГО АЛГОРИТМА КАРУНЕНА – ЛОЕВА

О. Н. Кузьменко, В. А. Репка

НТУУ «КПИ»
03056, Киев, ул. Политехническая 12, учебный корпус 17
E-mail: fender.86@mail.ru

Задачу классификации (распознавания) сигналов решают с помощью разнообразных методов, к которым принадлежит классическая линейная (согласованная) фильтрация, нелинейные косинусная и нормальная фильтрация, а также согласованная фильтрация на базе преобразования Карунена – Лоева.

Классическая линейная согласованная фильтрация нашла широкое распространение для регистрации наличия сигналов заведомо известной формы, например, при регистрации на фоне шумов высокой интенсивности, которые маскируют детерминированный сигнал, в системах определения «свой» – «чужой» [2].

Главным недостатком классического линейного согласованного фильтра является его малая эффективность при выборе согласованного сигнала из последовательности разных по форме детерминированных сигналов [3]. В этом случае при малой энергии искомого сигнала и большой энергии других детерминированных сигналов согласованный фильтр может давать узкий пик с амплитудой, которая значительно меньше чем мгновенная реакция фильтра на несогласованный детерминированный сигнал. Тогда не срабатывает пороговое устройство, которое регистрирует наличие искомого сигнала.

Одним из средств преодоления этого недостатка линейного согласования фильтра является фильтр косинусный [3], который оценивает косинус угла между вектором отсчетов тестового сигнала в N -мерном пространстве и вектором отсчетов сигнала исследуемого, который в данный момент времени находится во временном окне, которое равняется длине тестового сигнала. Такой согласованный фильтр является нелинейным.

Косинусные фильтры, сравнительно с согласованными линейными имеют преимущества при фильтрации искомого сигнала из пачки детерминированных, но эти преимущества теряются с уменьшением отношения сигнал / шум на входе фильтра.

Существуют другие возможности фильтрации для выявления сигналов заданной формы из пачки детерминированных сигналов, которые позволяют численно оценивать степень сходства и отличий двух сигналов $\overline{X_i}$, $\overline{X_j}$, т. е. решать задачу классификации. К таким методам фильтрации относят, прежде в сего, методы нормализации сигналов[4, 5] и метод ортогонального расписания корреляционных матриц.

Нормальная фильтрация [6–8] с учетом остроты [8] для детерминированных сигналов с высоким отношением сигнал/шум позволяет регистрировать искомые сигналы с большой надежностью. Коэффициент трансформант [9, 10] даёт возможность численно оценивать степень подобия и отличия исследуемого и эталонного сигналов.

Нормализованные фильтры плохо различают сигналы, форма которых отличается незначительно. Поэтому для таких сигналов следует проводить фильтрацию на базе разностей между математическим ожиданием сигнала данного класса и реализацией фильтрованного сигнала. Такими классификаторами являются классификаторы Карунена – Лоева [1, 11–14].

Теоретические положения

Для исследуемого класса сигналов формируется корреляционная матрица

$$\overline{\overline{Cor}} = \frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M} \overline{\Delta x} \cdot \overline{\Delta x}^{\mathrm{T}},$$

где $\overline{\Delta x} = \bar{x} - \overline{m}$ – столбец отклонений значений каждого отсчета дискретизированного сигнала из определенного класса от математического ожидания этого же класса отсчетов синалов. Матрица усреднена по количеству M сигналов в классе.

Дальше полученную корреляционную матрицу следует разложить по собственным значениям и собственным векторам:

$$\overline{\overline{Cor}} = \overline{\overline{\Pi}} \cdot \overline{\overline{\lambda}} \cdot \overline{\overline{\Pi}}^{\mathrm{T}},$$

где $\overline{\overline{\lambda}}$ – диагональная матрица собственных значений, а каждое из N собственных значений λ_i есть корнем определителя матрицы, образованной с $\overline{\overline{Cor}}$ вычитанием из нее диагонали $\lambda \cdot \overline{\overline{E}}$, т. е.

$$\left| \overline{\overline{Cor}} - \lambda \cdot \overline{\overline{E}} \right|_{\lambda=\lambda_i} \equiv 0,$$

где $\overline{\overline{E}}$ – единичная матрица; $|\ldots|$ – определитель.

По определенным собственным значениям вычисляют собственные векторы, т.е. решения уравнения

$$\left[\overline{\overline{Cor}} - \lambda_i \cdot \overline{\overline{E}} \right] \cdot \overline{\pi_i} = \bar{0}.$$

Все собственные векторы объединяют в матрицу собственных векторов $\overline{\overline{\Pi}}$.

Для исследуемого сигнала следует создать мгновенные (неусредненные) корреляционные матрицы

$$\widetilde{Cor}_i = \Delta\tilde{x}_i \cdot \Delta\tilde{x}_i^{\mathrm{T}},$$

где $\Delta\tilde{x}_i$ – вектор-столбец отклонения i-го отсчета исследуемого дискретизированого сигнала определенного класса от математического ожидания того класса, принадлежность к которому исследуется. Для получения критерия оценки «близости» исследуемого образа к определенному из классов для каждого класса формируем произведения

$$\overline{\overline{\Pi}}_1^{\,T} \cdot \widetilde{Cor}_1 \cdot \overline{\overline{\Pi}}_1 = \tilde{\lambda}_1,$$

$$\overline{\overline{\Pi}}_2^{\,T} \cdot \widetilde{Cor}_2 \cdot \overline{\overline{\Pi}}_2 = \tilde{\lambda}_2,$$

$$\overline{\overline{\Pi}}_\alpha^{\,T} \cdot \widetilde{Cor}_\alpha \cdot \overline{\overline{\Pi}}_\alpha = \tilde{\lambda}_\alpha.$$

Острота, значение которой будет определять меру “близости” исследуемого сигнала к искомому классу оценивают по норме

$$\Delta_i = 1 \div \left\| \tilde{\lambda}_i - \bar{\bar{\lambda}}_i \right\|.$$

Если сигнал не принадлежит к классу искомых сигналов, то острота будет близкой к нулю. В противном случае – острота будет существенно больше нуля.

Иллюстрация практических результатов

Сформирован набор исследуемых сигналов, к которому принадлежит M = 10 сигналов. Исследуемые сигналы дискретизированы на 16 отсчетов. Окно, длина которого равняется продолжительности сигнала, по мере своего движения захватывает дискретно отсчеты исследуемых сигналов.

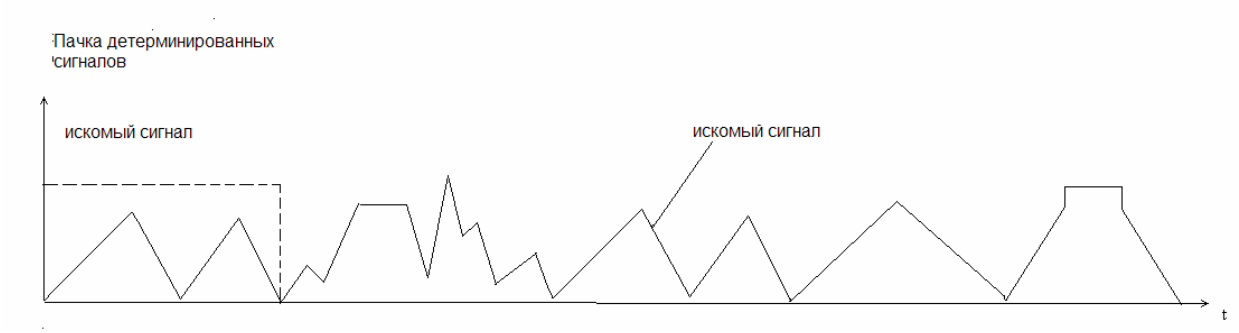


Рис. 1

Так, на рис. 1 (пунктирная линия) изображено фильтрующее окно, которое движется вдоль оси времени.

На рис. 1 приведена исследуемая последовательность сигналов. Окно в начальный момент находится на искомом сигнале, острота при этом равняется 171,5.

Используя описанный выше способ распознавания сигналов, получаем результаты в табл. 1, в которой приведено значения остроты при изменении положения фильтрующего окна.

Таблица 1

Значение остроты при изменении положения окна относительно исследуемых сигналов

смещение	0	2	5	10	18	20	22	24	26	28	30	32
острота Δ_i	171,5	0,7	0,4	0,045	0,05	0,049	0,039	0,07	0,059	0,089	0,12	171,5

смещение	34	36	40	42	45	48	50	55	58	60	62	64
острота Δ_i	5,4	0,7	0,27	0,1	0,09	0,05	0,003	0,02	0,03	0,01	0,12	0,02

Выводы

Острота при размещении окна на искомом сигнале ($\Delta_i = 171{,}5$) отличается на три и более порядка от остроты для сигналов, которые не принадлежащих к классу искомого сигнала. Это свидетельствует о высокой селективности фильтрации на базе модифицированного преобразования Карунена – Лоева.

Список литературы

1. Абакумов, В. Г. Біомедичні сигнали. Генезис, обробка, моніторинг / В. Г. Абакумов, О. І. Рибін, Й. Сватош. – К. : Нора–прінт, 2001. – 516 с.

2. Финк, Л. М. Теория передачи дискретных сообщений / Л. М. Финк. – М. : Сов. радио, 1970. – 728 с.

3. Ян, И. Нелинейная согласованная фильтрация для анализа различий / И. Ян // Радиотехника – 1999. – № 6. – С. 51–58.

4. Рыбин, А. И. Нормализация дискретных ортогональных преобразований тестовым сигналом / А. И. Рыбин // Радиоэлектроника. – 2004.– №7. – С. 39–46 (Изв. высш. учеб. заведений).

5. Мельник, А. Д. Нормализация эталонного сигнала с постоянным шагом дискретизации / А. Д. Мельник, А. И. Рыбин // Радиоэлектроника.– 2008. – №1. – С.71 – 75 (Изв. высш. учеб. заведений).

6. Рибін О.І, Ніжебецька Ю. Х. Нормальне дискретне ортогональне перетворення // Вісник НТУУ «КПІ». Сер.Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2008 – №37 – С. 8–15.

7. Рибін О.І, Ніжебецька Ю. Х.Алгоритм формування матричного оператора дискретного ортогонального нормального перетворення. // Вісник НТУУ «КПІ». Сер.Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2008. – № 37 – С. 19–27.

8. Ніжебецька Ю. Х., Рибін О. І, Ткачук А. П., Шарпан О. Б. Нормальне дискретне перетворення сигналу довільної форми // Наукові вісті НТУУ «КПІ». – 2008. – № 4. – С. 34–40.

9. Коэффициенты трансформант нормализованных ортогональних преобразований и диагностика пульсограмм / А. И. Рыбин, О. Б. Шарпан, Е. Г. Григоренко, Т. В. Сакалош // Вісник НТУУ «КПІ». Сер. Приладобудування – 2005. – № 30. С. 148–156.

10. Ніжебецька Ю. Х., Рибіна І. О., Якубенко О. А. Комплексне дискретне ортогональне нормальне перетворення // Вісник НТУУ «КПІ». Сер. Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2009. – № 38. – С. 5–11.

11. Кузьменко О. М., Ніжебецька Ю. Х., Рибіна І.О. Застосування кореляційної матриці до розв'язанні задачі ідентифікації особи за динамічно введеним підписом // Вісник НТУУ «КПІ». Сер.Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2009. – № 39 – С. 5–8.

12. Рибін О. І., Мельник А. Д. Алгоритм класифікації звукових сигналів// Вісник НТУУ «КПІ». Сер.Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2008. – № 36 – С. 5–9.

13. Рибін О. І, Нежібецька Ю. Х., Шарпан О. Б. Класифікація сигналів в базисі ортогональних перетворень кореляційної матриці // Вісник ЖДТУ. – 2008. – № 2(45). – С. 85–89.

14. Рибін О. І, Мельник А. Д. Розпізнавання голосних звуків "а", "о", "у", "е" української мови // Наукові вісті НТУУ «КПІ». – 2009. – №1 – С.20–25.

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СОВРЕМЕННЫХ ЭКСПЕРТНЫХ СИСТЕМ

А. В. Пасечник, А. В. Аврамов (научный руководитель)

Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж)
394064, Воронеж, ул. Старых Большевиков, дом 54а
E-mail:artyukh@list.ru

Рассмотрены общие принципы построения, отличительные признаки современных экспертных систем (ЭС), структура и фазы разработки перспективных ЭС.

В течение последнего времени в рамках исследований по искусственному интеллекту (ИИ) сформировалось самостоятельное направление − ЭС, или инженерия знаний. В задачу этого направления входят исследование и разработка программ (устройств), ис-

пользующих знания и процедуры вывода информации, для решения задач, являющихся трудными для людей-экспертов [1]. ЭС могут быть отнесены к системам ИИ общего назначения – системам, которые не только исполняют заданные процедуры, но генерируют и используют процедуры решения новых конкретных задач.

Современные ЭС − наиболее известный и распространенный вид интеллектуальных систем. Особенность ЭС состоит в том, что они предназначены для пользователей, сфера деятельности которых далека от искусственного интеллекта, программирования, математики, логики. Для таких пользователей ЭС выступает как некая система, помогающая им в повседневной работе или конкретной области знаний.

На практике ЭС используются прежде всего как системы-советчики в тех ситуациях, где специалист сомневается в выборе правильного решения, либо ограничен в условиях принятия правильного решения. Экспертные знания, хранящиеся в памяти системы, как правило, более глубокие и полные, чем соответствующие знания пользователя, постоянно обновляются. При этом скорость принятия решения ЭС существенно выше скорости реакции человека-эксперта [2].

Авиационная ЭС − это компьютерная программа, которая оперирует знаниями в определенной предметной области, касающейся применения авиационной техники, с целью выработки рекомендаций по решению или решения сложившейся проблемной задачи. Например, авиационная ЭС может полностью взять на себя отдельные функции, выполняемые экипажем воздушного судна (ВС) в экстремальных условиях, или играть роль консультанта для принимающего решение летчика.

Практическое использование бортовых оперативно-советующих экспертные системы (БОСЭС) обычно направлено на решение следующих типовых задач:

- извлечение информации из первичных данных, получаемых бортовыми датчиками;
- диагностика и устранения неисправностей бортового оборудования;
- планирование последовательности действий экипажа ВС [3].

Типовая структура ЭС показана на рис. 1. Она состоит из следующих основных компонентов: решателя (интерпретатора), рабочей памяти (РП), базы знаний (БЗ), компонентов приобретения знаний, объяснительного и диалогового компонентов.

Блок РП предназначен для хранения исходных и промежуточных данных задачи, решаемой в текущий момент. БЗ ориентирована на получение в интерактивном режиме информации от бортовых источников, штатных бортовых алгоритмов, информационно-управляющего поля (ИУП) кабины. БЗ БОСЭС представлена правилами и общими фактами. Она предназначена для хранения долгосрочных данных, описывающих тактическую ситуацию, и правил, описывающих целесообразные преобразования данных об этой ситуации.

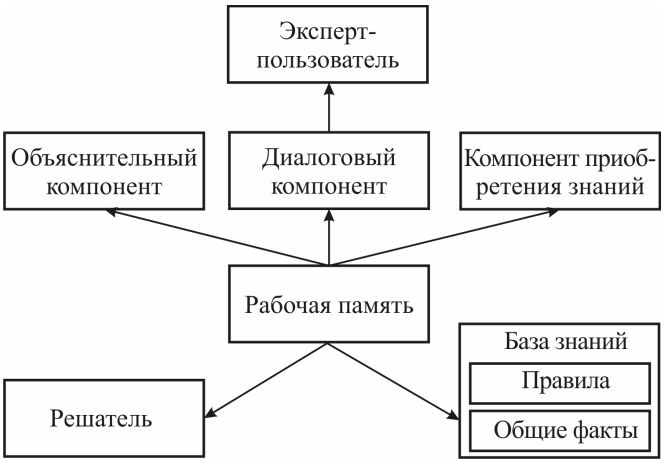


Рис. 1. Типовая структура экспертной системы

Решатель, используя исходные данные из РП и знания из БЗ, формирует такую последовательность правил, которые, на основе использования исходных данных, приводят к решению задачи.

Объяснительный компонент объясняет, как система получила решение задачи (или почему она не получила решения) и какие знания она при этом использовала. Это облегчает эксперту тестирование системы и повышает доверие летчика к полученному результату [1].

В разработке авиационной БОСЭС участвуют представители следующих специальностей:

- эксперт области, задачи которой будет решать ЭС;
- инженер по знаниям – специалист по разработке ЭС;
- программист – специалист по разработке инструментальных средств [3].

БОСЭС проектируются для работы в реальном времени с учетом работы на борту с другими БОСЭС и использования неоднозначной или неполной информации, поступающей для обработки.

БОСЭС реализуется, как правило, на цифровой вычислительной машине. Критическими пунктами для реализации являются:

- требование реального времени;
- объемы памяти, необходимые для хранения информации о предметной области;
- обеспечение взаимодействия БОСЭС между собой, с ИУП кабины, с бортовым оборудованием объекта-носителя БОСЭС.

При разработке БОСЭС необходимо учитывать следующее:

1. Главенствующая роль на борту воздушного судна принадлежит оператору. Он не обязан сообщать БОСЭС о своих текущих намерениях и о своем желании получить в настоящий момент необходимые рекомендации-советы. РП БОСЭС и заложенные в БОСЭС механизмы вывода должны выявлять и предъявлять оператору значимые (в соответствии с его действующей концептуальной модели поведения) события, правильно их интерпретировать, давать обоснованные рекомендации по разрешению возникшей проблемы;

2. В любой практически значимой для оператора ситуации, которая может возникнуть в рамках активизированной оператором модели его поведения, БОСЭС должна давать ему необходимые рекомендации. Предметная область БОСЭС должна быть функционально замкнута и совпадать с предметной областью оператора;

3. БОСЭС должна эргономично и информационно встраиваться в реальное (проектируемое) ИУП. Рекомендации и комментарии к ним должны предъявляться в естественной для оператора форме и встраиваться в естественный пространственно-временной мир кабины;

4. Прямой режим общения оператора с БОСЭС крайне ограничен по аппаратным возможностям современных кабин и по обычно жестким временным лимитам разрешения возникшей ситуации;

5. С каждым конкретным экземпляром БОСЭС будет последовательно работать не один, а несколько операторов, различающихся уровнем своей профессиональной подготовки, психофизиологическим складом, составом и уровнем мотиваций [4].

Совершенствование разработанной на этапе концептуализации БЗ БОСЭС происходит как в процессе разработки БОСЭС, так и в процессе ее эксплуатации.

Проверку на полноту и непротиворечивость БЗ БОСЭС антропоцентрических объектов проводят либо в системах имитационного моделирования (СИМ), либо на борту объекта в реальных условиях применения.

Создание БОСЭС проходит традиционные фазы разработки ЭС:

- концептуализация предметной области и определение эквивалентной ей структуры БЗ ЭС;

- разработка на универсальных цифровых вычислительных машин исследовательского прототипа БОСЭС и системы имитационного моделирования (СИМ-ЦВМ) как инструмента для совершенствования (отладки) БЗ и РП создаваемой ЭС и как тренажера для подготовки операторов, которые будут эксплуатировать БОСЭС;
- отработка на универсальных комплексах полунатурного моделирования исследовательского прототипа БОСЭС;
- реализация спроектированной ЭС на бортовых вычислителях и отработка ее на реальных бортовых информационных сигналах в реальном времени;
- передача БОСЭС в эксплуатацию [5].

Авиационные ЭС характеризуются наличием следующих признаков:

- реализацией моделирования механизмов мышления человека, воспроизведение методик решения проблем, которые применяются авиационными экспертами;
- формированием, помимо выполнения вычислительных операций, определенных соображений и выводов;
- использованием в качестве основных методов решения задач эвристического (на основе накапливаемого опыта) и приближенного. Эти методы, в отличие от алгоритмических, не всегда гарантируют получение конечного результата решения;
- направленностью функционирования на предметы реального мира, операции с которыми обычно требуют наличия значительных знаний и опыта авиационных экспертов;
- высокой производительностью (скорость получения) и достоверность (надежность) результатов функционирования;
- представлением подробной информации о ходе получения результатов.

Современные ЭС применяются для решения только трудных практических задач. По качеству и эффективности решения они не уступают решениям эксперта-человека. Решения ЭС обладают «прозрачностью», т.е. могут быть объяснены пользователю на качественном уровне. Это качество обеспечивается их способностью рассуждать о своих знаниях и умозаключениях. ЭС способны пополнять свои знания в ходе взаимодействия с экспертом. В настоящее время технология ЭС используется для решения различных типов задач (интерпретация, предсказание, диагностика, планирование, конструирование, контроль, отладка, инструктаж, управление) в самых разнообразных проблемных областях.

Список литературы

1. Острейковский, В. А. Информатика : учеб. для вузов / В. А. Острейковский. – М. : Высш. шк., 2001. –551 с.

2. Интеллектуальные системы поддержки принятия решений в нештатных ситуациях с использованием информации о состоянии природной среды: монография / В. А. Гелувани, А. А. Башлыков, В. Б. Бритков, Е. Д. Вязилов. – М. : Едиториал УРСС, 2001. – 148 с.

3. Оружие и технологии. Энциклопедия XXI век. Авиационное вооружение и авионика / под общ. Ред. министра обороны РФ Сергея Иванова. – М. : Издательский дом «Оружие и технологии», 2005. – 784 с.

4. Федунов, Б. Е. Синтез систем бортовых алгоритмов антропоцентрических (технических) объектов: семантическая структура, проблемы разработки : учеб. пособие / Б. Е. Федунов. – М. : МАИ, 2002. – 132 с.

5. Павлов, А. М. Принципы организации бортовых вычислительных систем перспективных летательных аппаратов / А. М. Павлов // Мир компьютерной автоматизации. – 2001. – № 4. – С. 4–16.

ОБОБЩЕННИЕ ТЕОРЕМЫ КОТЕЛЬНИКОВА

С. С. Грицутенко

Омский государственный университет путей сообщения
644046, Россия, г. Омск, пр. Маркса, 35.
E-mail: st256@mail.ru

Обычно теорема Котельникова доказывается для совершенно конкретного пространства функций – функций с финитным спектром. Как следует из доказательства, данные функции могут быть разложены по базису:

$$x(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}x(nT)\frac{\sin\Omega(t-nT)}{\Omega(t-nT)}. \qquad (1)$$

При этом пространство Котельникова является типичным пространством Гильберта со скалярным произведением вида:

$$(x,y)=\int_{-\infty}^{\infty}x(t)y(t)dy,$$

где x и y – вектора рассматриваемого пространства.

Возникает вопрос: можно ли обобщить теорему Котельникова для других видов скалярных умножений, то есть доказать эту теорему в обобщенном виде? Для этого проделаем следующие математические выкладки.

Пусть H – пространство Гильберта, а $x(t)$, $y(t)$ и $z(t)$ $z(t)$ – произвольные вектора этого пространства, являющиеся действительными функциями переменной t, принадлежащей некому множеству T

$$\{x(t),y(t),z(t)\}\subset H,$$

где $t\subset$ T. При этом, если $x(t)$ – любой вектор пространства H, то и $x(t-\tau)\subset H$, при любом $\tau\subset T$. Следовательно, на множестве H задано скалярное произведение двух векторов:

$$(x(t),y(t)).$$

Определим на базе скалярного произведения понятие свертки.

Определение 1: сверткой двух произвольных векторов пространства Гильберта является третий вектор этого же пространства, получаемый из следующего соотношения:

$$z(t)=x(t)*y(t)=(x(\tau),y(t-\tau)).$$

Докажем для свертки свойство коммутативности.

Лемма 1. В отношении свертки двух произвольных векторов пространства Гильберта истинно следующее соотношение:

$$x(t)*y(t)=y(t)*x(t).$$

Действительно:

$$x(t) * y(t) = (x(\tau), y(t-\tau)) = (y(t-\tau), x(\tau)) \ .$$

С учетом подстановки $r = t - \tau$ и $\tau = t - r$ имеем:

$$\left(y\left(t-\tau\right), x\left(\tau\right)\right) = \left(y\left(r\right), x\left(t-r\right)\right) = y\left(t\right) * x\left(t\right).$$

Итак, в пространстве Гильберта появилась свертка. Попробуем найти среди векторов этого пространства вектор, у которого имеется фильтрующее свойство по отношению к другим векторам своего пространства. Иначе говоря, мы ищем аналог дельта-функции Дирака. Но сама дельта-функция не может быть вектором пространства Гильберта, следовательно, интересующий нас вектор будет совсем другой функцией, но с похожими свойствами.

Определение 2. Дельта-вектором пространства Гильберта H, на котором определена свертка, называется такой вектор $\delta(t)$, в отношении которого выполняется условие:

$$x(t) = x(t) * \delta(t),$$

где $x(t)$ – любой вектор пространства H.

Итак, вектор с фильтрующим свойством определен, теперь найдем его среди других векторов своего пространства.

Теорема 1. Если в пространстве Гильберта, в котором определен ортонормированый базис $\{n_i(t)\}$ и свертка, существует дельта-вектор, то этот вектор единственный и может быть вычислен по формуле

$$\delta(t) = \sum_i n_i(t) n_i(0).$$

Доказательство. Пусть $x(t)$ – произвольный вектор пространства Гильберта. Имеем по определению дельта-вектора

$$x(t) = x(t) * \delta(t) = (x(\tau), \delta(t-\tau)).$$

Разложим вектора $x(t)$ и $\delta(t)$ по базису $\{n_i(t)\}$

$$x(\tau) = \sum_i a_i n_i(\tau),$$
$$\delta(t-\tau) = \sum_i b_i(t) n_i(\tau),$$

где a_i и b_i – коэффициенты разложения. С учетом равенства Парсеваля формула преобразуется следующим образом

$$x(t) = (x(\tau), \delta(t-\tau)) = \sum_i a_i b_i(t).$$

Разложим по базису $x(t)$ и получим следующее:

$$\sum_i a_i n_i(t) = \sum_i a_i b_i(t) \ ,$$

так как $x(t)$ – любой вектор, то коэффициенты $\{a_i\}$ – могут быть любыми, кроме того они независимы. Следовательно, равенство может быть истинно только при условии

$$n_i(t) = b_i(t).$$

Поэтому любой вектор $\delta(t-\tau)$ раскладывается единственным образом в любом базисе

$$\delta(t-\tau) = \sum_i n_i(t) n_i(\tau),$$

а вектор $\delta(t)$ соответственно:

$$\delta(t) = \delta(t-0) = \sum_i n_i(t) n_i(0).$$

Докажем некоторые свойства дельта-вектора пространства Гильберта.

Лемма 2: энергия дельта-вектора пространства Гильберта всегда равна $\delta(0)$.

$$\|\delta(t)\|^2 = \delta(0).$$

Имеем

$$\|\delta(t)\|^2 = (\delta(t), \delta(t)).$$

Вводим подстановку

$$f(-t) = \delta(t), \ f(t) = \delta(-t):$$

$$(\delta(t), \delta(t)) = (\delta(t), f(-t)) = (\delta(t), f(0-t)) = f(0) = \delta(0).$$

Рассмотрим другое важное свойство дельта-вектора – четность (симметричность). Для доказательства этого сначала докажем такое интересное свойство свертки.

Лемма 4: для любого произвольного x и T истинно следующее соотношение

$$(x(t), \delta(T-t)) = (x(t), \delta(t-T)).$$

Для доказательства в формулу

$$(x(t), \delta(t-T))$$

введем подстановку $t - T = T - \tau$, $t = 2T - \tau$

$$(x(t), \delta(t-T)) = (x(2T-\tau), \delta(T-\tau)).$$

Исходя из определения дельта-вектора, получаем

$$(x(2T-\tau), \delta(T-\tau)) = x(2T-T) = x(T) = (x(t), \delta(T-t)).$$

Теперь можно доказать четность дельта-вектора.

Лемма 5: для любого произвольного T истинно соотношение

$$\delta(T) = \delta(-T).$$

Как следствие Леммы 4, истинны утверждения, что

$$(\delta(t), \delta(t-T)) = \delta(T).$$

$$(\delta(t-T), \delta(t)) = \delta(-T)$$

Но из определения скалярного произведения

$$(\delta(t), \delta(t-T)) = (\delta(t-T), \delta(t)),$$

следовательно,

$$\delta(T) = \delta(-T).$$

Для дальнейшего описания свойств дельта-вектора введем понятие площади вектора.

Определение 3. Площадью вектора x пространства Гильберта является действительное число S, определяемое следующим соотношением

$$S = (1, x). \tag{2}$$

Лемма 6. Площадь дельта-вектора всегда равна 1.

Найдем площадь дельта-вектора в соответствии с формулой (2)

$$S = (1, \delta(t)) = (1, \delta(0-t)) = 1.$$

Теперь рассмотрим интерполяционные возможности дельта-вектора. Для этого предположим, что у нас имеется набор из N «смещенных» по оси t функций вида $\delta(t-nT)$. Предположим, что функции $\delta(t-nT)$ образуют полный ортогональный базис. В этом случае, по этим функциям возможно разложить любой вектор пространства H.

Теорема 2. Если в пространстве Гильберта возможно задать полный ортогональный базис размерности N состоящий из функций вида $\delta(t-nT)$, то любой вектор $x(t)$ этого пространства может быть однозначно восстановлен по своим значениям в точках $t = nT$.

Доказательство. Так как, функции $\delta(t-nT)$ образуют полный ортогональный базис, то вектор $x(t)$ возможно разложить по этому базису

$$x(t) = \sum_{n=M}^{n=M+N} x_n \delta(t-nT), \tag{3}$$

где N – размерность базиса рассматриваемого пространства; $[M, M+N]$ – интервал значений n. Остается только найти коэффициенты разложения по данному базису

$$x_n = \frac{1}{\|\delta(t)\|^2}(x(t), \delta(t-nT)) = \frac{1}{\delta(0)}(x(t), \delta(nT-t)) = \frac{1}{\delta(0)}x(nT).$$

Таким образом, формула (3) принимает вид

$$x(t)=\frac{1}{\delta(0)}\sum_{n=M}^{n=M+N}x(nT)\delta(t-nT). \qquad (4)$$

Это означает, что имея только отсчеты вектора $x(t)$ в точках $t=nT$ возможно полностью восстановить весь вектор.

Теперь выясним взаимосвязь полученной формулы с формулой (1). Для этого найдем дельта-вектор в пространстве Котельникова. Учитывая, что свертке двух векторов этого пространства соответствует перемножение спектров этих векторов в частотной области, то можно сделать вывод, что спектр дельта-вектора в пространстве Котельникова имеет вид

$$\Lambda(\omega)=\begin{cases}1,\omega\subset[-\Omega,\Omega]\\0,\omega\not\subset[-\Omega,\Omega]\end{cases}. \qquad (5)$$

То есть перемножение спектра $\Lambda(\omega)$ со спектром $X(\omega)$ любого другого вектора этого пространства дает следующее:

$$\Lambda(\omega)X(\omega)=X(\omega),$$

Что равносильно фильтрующему свойству:

$$x(t)*\delta(t)=x(t).$$

Очевидно, что спектр вида (5) имеет функция

$$\delta(t)=\frac{\sin\Omega t}{t}.$$

Соответственно, $\delta(0)=\frac{\sin\Omega 0}{0}=\Omega$, а формула (4) при $N\to\infty$ принимает вид (1).

В заключении приведем основные результаты, полученные в данной работе.

1. Дельта-функция Дирака не является уникальным математическим объектом. Существуют пространства Гильберта, в которых имеется вектор, обладающий свойствами дельта-функции в отношении всех векторов своего пространства.

2. Площадь дельта-вектора равна 1.

3. Квадрат нормы (энергия) дельта-вектора равна значению этого вектора в точке 0.

4. Если в пространстве Гильберта существует дельта-вектор, то этот вектор единственный и может быть стандартно вычислен из любого базиса этого пространства.

5. Дельта-вектор обладает свойством симметрии.

6. В пространстве функций, ограниченных по Котельникову существует дельта-вектор, определяемый формулой:

$$\delta(t)=\frac{\sin\Omega t}{t}.$$

АЛГОРИТМ ПРОВЕРКИ НАХОЖДЕНИЯ ИДЕНТИФИЦИРУЮЩЕГО ОБЪЕКТА В ЗОНЕ ДЕЙСТВИЯ БОРТОВОГО ПЕЛЕНГАТОРА

С. С. Ткаченко

Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж)
394064, Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54 а
E-mail: TkachenSS@yandex.ru

Приводится обоснование алгоритма проверки условия нахождения идентифицирующего (запрашивающего) объекта в зоне действия бортового пеленгатора идентифицируемого объекта.

Одной из важных задач решаемых бортовым радиоэлектронным оборудованием летательного аппарата является идентификация обнаруженных радиолокационной станцией (РЛС) целей [1]. К основным источникам информации позволяющим решать данную задачу относится радиолокационная система с активным ответом, в которой применяется принцип вторичной радиолокации [2]. Повышение достоверности принятия решения в данной системе можно обеспечить путем дополнительной селекции запросного сигнала, на стороне идентифицируемого «своего» объекта [3]. Данный способ основан на совместной обработке информации поступающей от РСАО и бортового пеленгатора. При этом, для применения дополнительной селекции необходимо, чтобы идентифицирующий (запрашивающий) объект попадал в зону действия пеленгатора идентифицируемого объекта (цели). Однако, при условии ограниченной ширины диаграммы направленности (ШДН) бортового пеленгатора в угломестной плоскости возникает необходимость проверки нахождения идентифицирующего объекта в зоне действия пеленгатора, перед применением дополнительной селекции запросного сигнала.

Для корректной постановки вышеобозначенной задачи опишем системы координат, которые будут использоваться в дальнейших расчетах [4]: 1) нормальные системы координат (НСК) запрашивающего объекта $O_{з}X_{нз}Y_{нз}Z_{нз}$ и цели $O_{ц}X_{нц}Y_{нц}Z_{нц}$. Начала данных систем совмещены с центром масс соответствующих объектов. Оси ориентированы относительно друг друга в соответствии с правой прямоугольной декартовой системой координат, при этом ось $O_{з(ц)}Y_{нз(нц)}$ направлена вверх по местной вертикали, ось $O_{з(ц)}X_{нз(нц)}$ номинально соответствует направлению меридиана (истинному северу); 2) связанные системы координат (ССК) запрашивающего объекта $O_{з}X_{сз}Y_{сз}Z_{сз}$ и цели $O_{ц}X_{сц}Y_{сц}Z_{сц}$. Начала данных систем координат, и взаимная ориентация осей совпадают с аналогичными параметрами соответствующих нормальных систем координат, при этом ось $O_{з(ц)}Y_{сз(сц)}$ направлена к верхней части, а ось $O_{з(ц)}X_{сз(сц)}$ к носовой части летательного аппарата. Положение связанной системы координат $O_{з(ц)}X_{сз(сц)}Y_{сз(сц)}Z_{сз(сц)}$ относительно нормальной системы координат $O_{з(ц)}X_{нз(нц)}Y_{нз(нц)}Z_{нз(нц)}$ определяется тремя углами: углом рысканья $\psi_{з(ц)}$, углом тангажа $\vartheta_{з(ц)}$, углом крена $\gamma_{з(ц)}$ (см. рис.). При этом за положительное направление вращения в процессе перехода от НСК к ССК принято вращение по часовой стрелке для наблюдателя, смотрящего в положительном направлении соответствующей оси.

Сформулируем постановку задачи при условии допустимого рассогласования направлений осей НСК запрашивающего объекта и цели. То есть примем направления осей данных систем координат совпадающими. Целесообразно задачу разбить на два этапа: 1) имеются вектор измеренных значений (оценок) параметров определяющих направление на цель в НСК запрашивающего объекта $\alpha = [\alpha^{ц}_{сз}, \beta^{ц}_{сз}, \psi_{з}, \vartheta_{з}, \gamma_{з}]$ и вектор дисперсий данных оценок $\mathrm{D}[\alpha] = \left[D[\alpha^{ц}_{сз}], D[\beta^{ц}_{сз}], D[\psi_{з}], D[\vartheta_{з}], D[\gamma_{з}]\right]$, где $\alpha^{ц}_{сз}$ – азимут цели в ССК запра-

шивающего объекта; $\beta^{ц}_{сз}$ – угол места цели в ССК запрашивающего объекта. Требуется оценить азимут цели $\alpha^{ц}_{нз}$ и угол места цели $\beta^{ц}_{нз}$ в НСК запрашивающего объекта и дисперсии соответствующих оценок $D[\alpha^{ц}_{нз}]$, $D[\beta^{ц}_{нз}]$; 2) имеются оцененные значения: $\alpha^{ц}_{нз}$, $\beta^{ц}_{нз}$, $D[\alpha^{ц}_{нз}]$, $D[\beta^{ц}_{нз}]$, а так же значение ширины диаграммы направленности пеленгатора в угломестной плоскости $\beta_{п}$. Требуется принять решение о попадании запрашивающего объекта в пределы ШДН пеленгатора в угломестной плоскости. При условии передачи параметров: α, $D[\alpha]$ на идентифицируемый объект, такая постановка, позволяет решать задачи первого и второго этапов, на стороне запрашивающего и идентифицируемого объектов соответственно.

Параметры $\alpha^{ц}_{сз}$, $\beta^{ц}_{сз}$ можно интерпретировать как координаты единичного вектора характеризующего направление на цель $l_{ц}$ (направляющего вектора) в сферической системе координат. При этом, координаты данного вектора в декартовой системе, будут удовлетворять следующим выражениям:

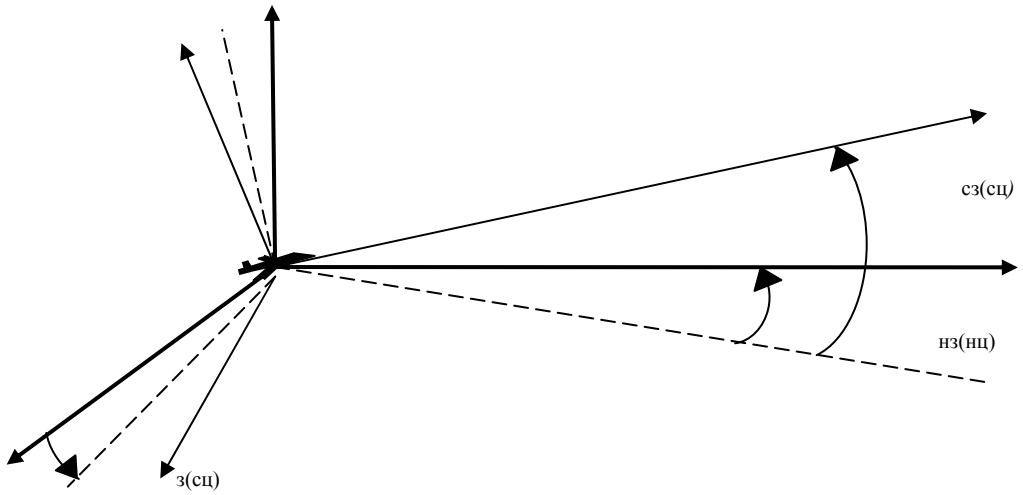


Рис. Взаимная ориентация используемых систем координат

$$x^{1ц}_{сз} = \cos\beta^{ц}_{сз}\cos\alpha^{ц}_{сз};\ y^{1ц}_{сз} = \sin\beta^{ц}_{сз};\ z^{1ц}_{сз} = -\cos\beta^{ц}_{сз}\sin\alpha^{ц}_{сз}. \qquad (1)$$

Для расчета дисперсий будем использовать их приближенные оценки [5], на основе линеаризации функции $\lambda = f(\lambda_1, \lambda_2, ...\lambda_m)$ определяющей зависимость искомого параметра от известных параметров, по формуле:

$$D[\lambda] = \left(\sum_{i=1}^{m} \frac{\partial\lambda}{\partial\lambda_i}\sigma[\lambda_i]\right)^2. \qquad (2)$$

где $\sigma[\lambda]$ – среднеквадратическое отклонение λ удовлетворяет соотношению $D[\lambda] = \sigma^2[\lambda]$.

Применяя формулу (2) к выражениям (1) получим дисперсии оценок координат направляющего на цель вектора в декартовой ССК запрашивающего объекта:

$$\left.\begin{array}{c} D[x^{1ц}_{сз}] = \left(\sigma[\alpha^{ц}_{сз}]\cos\beta^{ц}_{сз}\sin\alpha^{ц}_{сз} + \sigma[\beta^{ц}_{сз}]\cos\alpha^{ц}_{сз}\sin\beta^{ц}_{сз}\right)^2; \\ D[y^{1ц}_{сз}] = D[\beta^{ц}_{сз}]\cos^2\beta^{ц}_{сз}; \\ D[z^{1ц}_{сз}] = \left(\sigma[\beta^{ц}_{сз}]\sin\alpha^{ц}_{сз}\sin\beta^{ц}_{сз} - \sigma[\alpha^{ц}_{сз}]\cos\alpha^{ц}_{сз}\cos\beta^{ц}_{сз}\right)^2; \end{array}\right\} \qquad (3)$$

Запишем формулу для пересчета декартовых координат из ССК в НСК [6]:

$$x_{\text{нз}}^{1\text{ц}} = A_{\text{з}} x_{\text{сз}}^{1\text{ц}}, \tag{4}$$

где $x_{\text{нз}}^{1\text{ц}} = [x_{\text{нз}}^{1\text{ц}}, y_{\text{нз}}^{1\text{ц}}, z_{\text{нз}}^{1\text{ц}}]^T$, $x_{\text{сз}}^{1\text{ц}} = [x_{\text{сз}}^{1\text{ц}}, y_{\text{сз}}^{1\text{ц}}, z_{\text{сз}}^{1\text{ц}}]^T$,

$$\mathrm{A}_{\text{з}} = \begin{pmatrix} \cos\vartheta_{\text{з}}\cos\psi_{\text{з}} & \sin\psi_{\text{з}}\sin\gamma_{\text{з}} - \cos\psi_{\text{з}}\cos\gamma_{\text{з}}\sin\vartheta_{\text{з}} & \cos\gamma_{\text{з}}\sin\psi_{\text{з}} + \cos\psi_{\text{з}}\sin\vartheta_{\text{з}}\sin\gamma_{\text{з}} \\ \sin\vartheta_{\text{з}} & \cos\vartheta_{\text{з}}\cos\gamma_{\text{з}} & -\cos\vartheta_{\text{з}}\sin\gamma_{\text{з}} \\ -\cos\vartheta_{\text{з}}\sin\psi_{\text{з}} & \cos\psi_{\text{з}}\sin\gamma_{\text{з}} + \cos\gamma_{\text{з}}\sin\vartheta_{\text{з}}\sin\psi_{\text{з}} & \cos\psi_{\text{з}}\cos\gamma_{\text{з}} - \sin\vartheta_{\text{з}}\sin\psi_{\text{з}}\sin\gamma_{\text{з}} \end{pmatrix} -$$

матрица перехода от ССК к НСК.

На основании формул (4) и (2) получим оценки координат направляющего на цель вектора в НСК запрашивающего объекта с соответствующими дисперсиями:

$$\left.\begin{array}{c} x_{\text{нз}}^{1\text{ц}} = x_{\text{сз}}^{1\text{ц}}\cos\vartheta_{\text{з}}\cos\psi_{\text{з}} + y_{\text{сз}}^{1\text{ц}}(\sin\psi_{\text{з}}\sin\gamma_{\text{з}} - \cos\psi_{\text{з}}\cos\gamma_{\text{з}}\sin\vartheta_{\text{з}}) + \\ + z_{\text{сз}}^{1\text{ц}}(\cos\gamma_{\text{з}}\sin\psi_{\text{з}} + \cos\psi_{\text{з}}\sin\vartheta_{\text{з}}\sin\gamma_{\text{з}}); \\ y_{\text{нз}}^{1\text{ц}} = x_{\text{сз}}^{1\text{ц}}\sin\vartheta_{\text{з}} + y_{\text{сз}}^{1\text{ц}}\cos\vartheta_{\text{з}}\cos\gamma_{\text{з}} - z_{\text{сз}}^{1\text{ц}}\cos\vartheta_{\text{з}}\sin\gamma_{\text{з}}; \\ z_{\text{нз}}^{1\text{ц}} = -x_{\text{сз}}^{1\text{ц}}\cos\vartheta_{\text{з}}\sin\psi_{\text{з}} + y_{\text{сз}}^{1\text{ц}}(\cos\psi_{\text{з}}\sin\gamma_{\text{з}} + \cos\gamma_{\text{з}}\sin\vartheta_{\text{з}}\sin\psi_{\text{з}}) + \\ + z_{\text{сз}}^{1\text{ц}}(\cos\psi_{\text{з}}\cos\gamma_{\text{з}} - \sin\vartheta_{\text{з}}\sin\psi_{\text{з}}\sin\gamma_{\text{з}}); \end{array}\right\} \tag{5}$$

$$\left.\begin{array}{l} D[x_{\text{нз}}^{1\text{ц}}] = \left(\begin{array}{l}\sigma[x_{\text{сз}}^{1\text{ц}}]\cos\vartheta_{\text{з}}\cos\psi_{\text{з}} + \sigma[y_{\text{сз}}^{1\text{ц}}](\sin\psi_{\text{з}}\sin\gamma_{\text{з}} - \cos\psi_{\text{з}}\cos\gamma_{\text{з}}\sin\vartheta_{\text{з}}) + \\ + \sigma[z_{\text{сз}}^{1\text{ц}}](\cos\gamma_{\text{з}}\sin\psi_{\text{з}} + \cos\psi_{\text{з}}\sin\vartheta_{\text{з}}\sin\gamma_{\text{з}})\end{array}\right)^2; \\ D[x_{\text{нз}}^{1\text{ц}}] = \left(\begin{array}{l}\sigma[x_{\text{сз}}^{1\text{ц}}]\cos\vartheta_{\text{з}}\cos\psi_{\text{з}} + \sigma[y_{\text{сз}}^{1\text{ц}}](\sin\psi_{\text{з}}\sin\gamma_{\text{з}} - \cos\psi_{\text{з}}\cos\gamma_{\text{з}}\sin\vartheta_{\text{з}}) + \\ + \sigma[z_{\text{сз}}^{1\text{ц}}](\cos\gamma_{\text{з}}\sin\psi_{\text{з}} + \cos\psi_{\text{з}}\sin\vartheta_{\text{з}}\sin\gamma_{\text{з}})\end{array}\right)^2; \\ D[z_{\text{нз}}^{1\text{ц}}] = \left(\begin{array}{l}-\sigma[x_{\text{сз}}^{1\text{ц}}]\cos\vartheta_{\text{з}}\sin\psi_{\text{з}} + \sigma[y_{\text{сз}}^{1\text{ц}}](\cos\psi_{\text{з}}\sin\gamma_{\text{з}} + \cos\gamma_{\text{з}}\sin\vartheta_{\text{з}}\sin\psi_{\text{з}}) + \\ + \sigma[z_{\text{сз}}^{1\text{ц}}](\cos\psi_{\text{з}}\cos\gamma_{\text{з}} - \sin\vartheta_{\text{з}}\sin\psi_{\text{з}}\sin\gamma_{\text{з}})\end{array}\right)^2. \end{array}\right\} \tag{6}$$

Учитывая правило перехода от декартовых координат к сферическим координатам, найдем искомые параметры для первого этапа:

$$\left.\begin{array}{c} \alpha_{\text{нз}}^{\text{ц}} = \left\{\begin{array}{l} -\operatorname{arctg}\dfrac{z_{\text{нз}}^{1\text{ц}}}{x_{\text{нз}}^{1\text{ц}}},\ \textit{при}\ x_{\text{нз}}^{1\text{ц}} > 0,\ z_{\text{нз}}^{1\text{ц}} > 0; \\ \operatorname{arctg}\dfrac{z_{\text{нз}}^{1\text{ц}}}{x_{\text{нз}}^{1\text{ц}}},\ \textit{при}\ x_{\text{нз}}^{1\text{ц}} > 0,\ z_{\text{нз}}^{1\text{ц}} < 0; \\ \operatorname{arctg}\dfrac{z_{\text{нз}}^{1\text{ц}}}{x_{\text{нз}}^{1\text{ц}}} + \dfrac{\pi}{2},\ \textit{при}\ x_{\text{нз}}^{1\text{ц}} < 0,\ z_{\text{нз}}^{1\text{ц}} < 0; \\ -\operatorname{arctg}\dfrac{z_{\text{нз}}^{1\text{ц}}}{x_{\text{нз}}^{1\text{ц}}} - \dfrac{\pi}{2},\ \textit{при}\ x_{\text{нз}}^{1\text{ц}} < 0,\ z_{\text{нз}}^{1\text{ц}} > 0; \end{array}\right. \\ \beta_{\text{нз}}^{\text{ц}} = \arcsin y_{\text{нз}}^{1\text{ц}}; \end{array}\right\} \tag{7}$$

$$\left.\begin{array}{c} D[\alpha_{\text{нз}}^{\text{ц}}] = \begin{cases} \left((x_{\text{нз}}^{1\text{ц}})^2 + (z_{\text{нз}}^{1\text{ц}})^2\right)^{-2}\left(x_{\text{нз}}^{1\text{ц}}\sigma[z_{\text{нз}}^{1\text{ц}}] - z_{\text{нз}}^{1\text{ц}}\sigma[x_{\text{нз}}^{1\text{ц}}]\right)^2, \ при \ z_{\text{нз}}^{1\text{ц}} > 0; \\ \left((x_{\text{нз}}^{1\text{ц}})^2 + (z_{\text{нз}}^{1\text{ц}})^2\right)^{-2}\left(z_{нз}^{1ц}\sigma[x_{\text{нз}}^{1\text{ц}}] - x_{\text{нз}}^{1\text{ц}}\sigma[z_{\text{нз}}^{1\text{ц}}]\right)^2, \ при \ z_{\text{нз}}^{1\text{ц}} < 0; \end{cases} \\ D[\beta_{\text{нз}}^{\text{ц}}] = \dfrac{D[y_{\text{нз}}^{1\text{ц}}]}{1-(y_{\text{нз}}^{1\text{ц}})^2}; \end{array}\right\} \tag{8}$$

На основании взаимной ориентации и пространственного положения НСК запрашивающего объекта (запросчика) и цели, найдем оценки сферических координат направляющего на запросчик вектора $l_з$ в НСК цели с соответствующими дисперсиями:

$$\alpha_{\text{нц}}^{з} = \alpha_{\text{нз}}^{\text{ц}} + \pi; \ \beta_{\text{нц}}^{з} = \beta_{\text{нз}}^{\text{ц}} + \pi; \tag{9}$$

$$D[\alpha_{\text{нц}}^{з}] = D[\alpha_{\text{нз}}^{\text{ц}}]; \ D[\beta_{\text{нц}}^{з}] = D[\beta_{\text{нз}}^{\text{ц}}]. \tag{10}$$

В связи с тем, что ШДН пеленгатора имеет ограничения только в угломестной плоскости, для решения задачи второго этапа требуется оценка угла места запросчика в ССК цели $\beta_{\text{сц}}^{з}$ с соответствующей дисперсией $D[\beta_{\text{сц}}^{з}]$. Таким образом, достаточно произвести процедуру обратную алгоритму первого этапа применительно к направляющему на запросчик вектору относительно центра масс цели. С этой целью проведем пересчет оценок сферических координат данного вектора в НСК цели и их дисперсий в соответствующие параметры в декартовой системе

$$x_{\text{нц}}^{1з} = \cos\beta_{\text{нц}}^{з}\cos\alpha_{\text{нц}}^{з}; \ y_{\text{нц}}^{1з} = \sin\beta_{\text{нц}}^{з}; \ z_{\text{нц}}^{1з} = -\cos\beta_{\text{нц}}^{з}\sin\alpha_{\text{нц}}^{з}; \tag{11}$$

$$\left.\begin{array}{c} D[x_{\text{нц}}^{1з}] = \left(\sigma[\alpha_{\text{нц}}^{з}]\cos\beta_{\text{нц}}^{з}\sin\alpha_{\text{нц}}^{з} + \sigma[\beta_{\text{нц}}^{з}]\cos\alpha_{\text{нц}}^{з}\sin\beta_{\text{нц}}^{з}\right)^2 \\ D[y_{\text{нц}}^{1з}] = D[\beta_{\text{нц}}^{з}]\cos^2\beta_{\text{нц}}^{з} \\ D[z_{\text{нц}}^{1з}] = \left(\sigma[\beta_{\text{нц}}^{з}]\sin\alpha_{\text{нц}}^{з}\sin\beta_{\text{нц}}^{з} - \sigma[\alpha_{\text{нц}}^{з}]\cos\alpha_{\text{нц}}^{з}\cos\beta_{\text{нц}}^{з}\right)^2 \end{array}\right\}. \tag{12}$$

Запишем формулу для пересчета декартовых координат из НСК в ССК [6]

$$x_{\text{сц}}^{1з} = A_{\text{ц}}^{\text{T}} x_{\text{нц}}^{1з}, \tag{13}$$

где $x_{\text{сц}}^{1з} = [x_{\text{сц}}^{1з}, y_{\text{сц}}^{1з}, z_{\text{сц}}^{1з}]^T$, $x_{\text{нц}}^{1з} = [x_{\text{нц}}^{1з}, y_{\text{нц}}^{1з}, z_{\text{нц}}^{1з}]^T$,

$$\text{A}_{\text{ц}}^{\text{T}} = \begin{pmatrix} \cos\vartheta_{\text{ц}}\cos\psi_{\text{ц}} & \sin\vartheta_{\text{ц}} & -\cos\vartheta_{\text{ц}}\sin\psi_{\text{ц}} \\ \sin\psi_{\text{ц}}\sin\gamma_{\text{ц}} - \cos\psi_{\text{ц}}\cos\gamma_{\text{ц}}\sin\vartheta_{\text{ц}} & \cos\vartheta_{\text{ц}}\cos\gamma_{\text{ц}} & \cos\psi_{\text{ц}}\sin\gamma_{\text{ц}} + \cos\gamma_{\text{ц}}\sin\vartheta_{\text{ц}}\sin\psi_{\text{ц}} \\ \cos\gamma_{\text{ц}}\sin\psi_{\text{ц}} + \cos\psi_{\text{ц}}\sin\vartheta_{\text{ц}}\sin\gamma_{\text{ц}} & -\cos\vartheta_{\text{ц}}\sin\gamma_{\text{ц}} & \cos\psi_{\text{ц}}\cos\gamma_{\text{ц}} - \sin\vartheta_{\text{ц}}\sin\psi_{\text{ц}}\sin\gamma_{\text{ц}} \end{pmatrix} -$$

матрица перехода от НСК к ССК.

На основании формул (15) и (2) получим оценку координаты по оси $O_{ц}Y_{сц}$ направляющего на запросчик вектора с соответствующей дисперсией:

$$\begin{array}{c} y_{\text{сц}}^{1з} = x_{\text{нц}}^{1з}(\sin\psi_{\text{ц}}\sin\gamma_{\text{ц}} - \cos\psi_{\text{ц}}\cos\gamma_{\text{ц}}\sin\vartheta_{\text{ц}}) + y_{\text{нц}}^{1з}\cos\vartheta_{\text{ц}}\cos\gamma_{\text{ц}} + \\ + z_{\text{нц}}^{1з}(\cos\psi_{\text{ц}}\sin\gamma_{\text{ц}} + \cos\gamma_{\text{ц}}\sin\vartheta_{\text{ц}}\sin\psi_{\text{ц}}); \end{array} \tag{14}$$

$$D[y_{\text{сц}}^{\text{1з}}]=\begin{pmatrix}\sigma[x_{\text{нц}}^{\text{1з}}](\sin\psi_{\text{ц}}\sin\gamma_{\text{ц}}-\cos\psi_{\text{ц}}\cos\gamma_{\text{ц}}\sin\vartheta_{\text{ц}})+\sigma[y_{\text{нц}}^{\text{1з}}]\cos\vartheta_{\text{ц}}\cos\gamma_{\text{ц}}+\\+\sigma[z_{\text{нц}}^{\text{1з}}](\cos\psi_{\text{ц}}\sin\gamma_{\text{ц}}+\cos\gamma_{\text{ц}}\sin\vartheta_{\text{ц}}\sin\psi_{\text{ц}})\end{pmatrix}^2. \qquad (15)$$

Выражения для искомых параметров второго этапа будут иметь вид:

$$\beta_{\text{сц}}^{\text{з}}=\arcsin y_{\text{сц}}^{\text{1з}}; \qquad (18)$$

$$D[\beta_{\text{сц}}^{\text{з}}]=\frac{D[y_{\text{сц}}^{\text{1з}}]}{1-(y_{\text{сц}}^{\text{1з}})^2}. \qquad (19)$$

Наличие значений параметров $\beta_{\text{сц}}^{\text{з}}$, $D[\beta_{\text{сц}}^{\text{з}}]$ позволяет проводить принятие решения, относительно нахождения запросчика в пределах ШДН бортового пеленгатора, на основании критерия Неймана-Пирсона [2], следующим образом:

$$\theta=\begin{cases}0, |\beta_{\text{сц}}^{\text{з}}|+\Delta\beta\geq\dfrac{\beta_n}{2}\\1, |\beta_{\text{сц}}^{\text{з}}|+\Delta\beta<\dfrac{\beta_n}{2}\end{cases}, \qquad (20)$$

где $\theta=0-$ соответствует принятию решения о нахождении идентифицирующего объекта вне ШДН бортового пеленгатора, $\theta=1-$ соответствует принятию решения о нахождении идентифицирующего объекта в пределах ШДН бортового пеленгатора, $\Delta\beta-$ допустимый разброс оценки угла места запросчика в ССК цели определяется исходя из следующего выражения:

$$P_{10}=1-\int_{-\Delta\beta}^{\Delta\beta}f(D[\beta_{\text{сц}}^{\text{з}}])d\beta_{\text{сц}}^{\text{з}}, \qquad (21)$$

где P_{10} – заданная вероятность принятия решения о нахождении идентифицирующего объекта в зоне действия пеленгатора, при условии нахождения идентифицирующего объекта вне зоны действия пеленгатора, $f(D[\beta_{\text{сц}}^{\text{з}}])$ – закон распределения оценки угла места запрашивающего объекта, при нулевом математическом ожидании.

Таким образом, в данной работе получен алгоритм проверки наличия идентифицирующего объекта в пределах зоны действия бортового пеленгатора идентифицируемого объекта. Использование данного алгоритма, позволяет применять способ дополнительной селекции запросного сигнала, даже при условии ограниченной зоны действия бортового пеленгатора в угломестной плоскости.

Список литературы

1. Канащенков, А. И. Радиолокационные системы многофункциональных самолетов. – Т. 1. РЛС-информационная основа боевых действий многофункциональных самолетов. Системы и алгоритмы первичной обработки радиолокационных сигналов / А. И. Канащенков ; под ред. А. И. Канащенкова. – М. : Радиотехника. 2006. – 655 с.

2. Дудник, П. И. Авиационные радиолокационные комплексы и системы / П. И. Дудник. – М. : ВВИА имени профессора Н. Е. Жуковского, 2006. – 1112 с.

3. Патент РФ на полезную модель № 84135 от 27.06.2009 г.

4. Левицкий, С. В. Динамика полета / С. В. Левицкий, Н. А. Свиридов. – М. : ВВИА имени профессора Н. Е. Жуковского, 2008. – 526 с.

5. Сигов, А. С. Метрология и электрорадиоизмерения в телекоммуникационных системах / А. С. Сигов. – М. : Высш. шк., 2005. – 534 с.

6. Ярлыков, М. С. Авиационные радиоэлектронные комплексы / М. С. Ярлыков. – М. : ВАТУ, 2000, 615 с.

ПРИМЕНЕНИЕ РАДИОВЫСОТОМЕРА МАЛЫХ ВЫСОТ С ЛИНЕЙНО-ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ В БПЛА

А. В. Третяк, В. А. Глинчиков (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: antonie87@mail.ru

Рассматривается применение радиовысотомера с линейно-частотной модуляцией в бортовой радиоэлектронной аппаратуре (БРЭА) беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), принцип действия, а также основные преимущества при использовании радиовысотомера в БПЛА.

На протяжении нескольких десятилетий, со времени появления современных летательных аппаратов, измерение высоты полета ведется на основе барометрического способа, но в последние годы широкое распространение получил радиотехнический способ, основанный на измерении времени прохождения электромагнитных волн до отражающей поверхности Земли.

В последнем десятилетии интенсивное развитие получило направление, связанное с созданием беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) в том числе и сверхлёгких БПЛА массой до 3–5 кг. Это приводит к тому, что требования к системам управления и навигации (к их автономности, точности, надежности, помехозащищенности и др.) постоянно повышаются.

Среди автономных средств управления и навигации особое внимание уделяется радиотехническим системам, измеряющим ряд основных параметров движения летательных аппаратов (ЛА): высоту, вертикальную и путевую скорости полета, пройденное расстояние, боковое отклонение и др.

Радиовысотомер (РВ) является одним из основных узлов в системе управления БПЛА и применение малогабаритных цифровых радиовысотомеров в сверхлегких беспилотных летательных аппаратах позволяет определять с большой точностью высоту полета, изменять ее системой управления в зависимости от рельефа местности, реализовать режим автоматической посадки БПЛА.

РВ малых высот предназначены для измерения высоты полёта летательного аппарата в диапазоне от 0 до 150 м. Главное их назначение – обеспечение посадки и полётов на малых высотах. В РВ этого типа наибольшее распространение получил так называемый частотный метод измерения высоты, что объясняется его главными достоинствами: малой минимальной измеряемой высотой и высокой точностью. Измерение высоты ведется путем измерения разностной частоты (частоты биений) переданного и принятого сигналов [1].

Радиовысотомером излучается в пространство непрерывный частотно-модулированный сигнал, частота которого $f_{\text{прд}}$ изменяется по линейному закону относительно средней частоты диапазона f_0 на величину девиации частоты ΔF с периодом моду-

ляции $T_м$. Частота принятого сигнала изменяется по такому же закону, как и частота излучаемого сигнала, но с запаздыванием на время $\tau_з$ (рис.1).

Применение радиовысотомера в беспилотных летательных аппаратах, вместо барометрического измерителя высоты, имеет ряд преимуществ.

Основным преимуществом использования радиовысотомера является возможность изменять высоту полета беспилотного летательного аппарата на «безопасную», в зависимости от рельефа местности.

В траектории движения БПЛА задается минимальная высота полета. При достижении летательным аппаратом действительной высоты меньше минимальной, высотомер подает сигнал системе автоматического управления (автопилоту), которая поднимает беспилотный летательный аппарат на «безопасную» высоту. Это позволяет огибать различные неровности подстилающей поверхности.

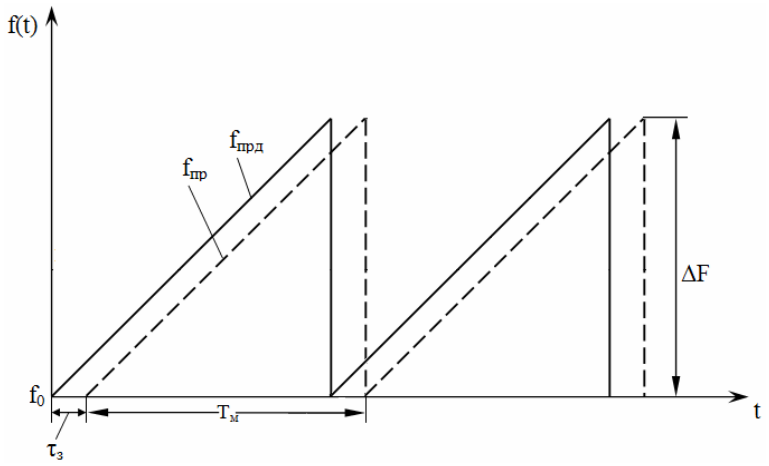


Рис. 1. Изменение частоты переданного и принятого сигналов

Системой обработки находится разностная частота (частота биений) переданного и принятого сигналов, которая пропорциональна высоте и определяется формулой:

$$F_б = \frac{2H \cdot \Delta F}{c \cdot T_м}, \qquad (1)$$

где ΔF – девиация частоты передатчика; c – скорость света; $T_м$ – период модуляции; H – высота.

Также использование радиовысотомера существенно упрощает обработку результатов, полученных аэрофотосъемкой, так как поддержание постоянной высоты полета, позволяет БПЛА постоянно поддерживать маршрут полета параллельно подстилающей поверхности, что особенно важно при полетах в горных местностях.

Точность определения высоты, достигающая единиц сантиметров, позволяет использовать радиовысотомер для взлета и автоматической посадки летательного аппарата, что положительно влияет на его живучесть.

Современная элементная база позволяет реализовать весь алгоритм измерения высоты полета в цифровом варианте, что улучшает быстродействие и уменьшает габариты радиовысотомера, создавать миниатюрные радиовысотомеры, выполненные на одной ПЛИС. Эффективность и малые размеры являются определяющими показателями при ис-

пользовании радиовысотомера малых высот в системах управления сверхлегкими беспилотными летательными аппаратами.

В настоящее время беспилотные летательные аппараты используются не только в военных, но и гражданских целях, таких как контроль технического состояния объектов и их безопасность, аэрофото и видеосъемка, мониторинг нефте-газопроводов, экологический мониторинг, выявление и предупреждение очагов возгорания лесных массивов и т. д.

Таким образом, применение высокоточных радиовысотомеров в беспилотных летательных аппаратах является верным решением, потому что это влияет на их живучесть и позволяет повысить экономическую эффективность применения БПЛА в различных отраслях народнохозяйственного комплекса: сельское и лесное хозяйство, геофизические исследования, картографические и землеустроительные работы и т. д.

Список литературы

1. Жуковский, А. П. Теоретические основы радиовысотометрии / А. П. Жуковский, Е. И. Оноприенко, В. И. Чижов ; под ред. А. П. Жуковского. – М. : Сов. радио, 1979. – 320 с.

Секция «ПРИБОРОСТРОЕНИЕ»

РАЗРАБОТКА ГЕНЕРАТОРА СИЛОВЫХ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ИМПУЛЬСОВ ДЛЯ РЕМОНТА ТЕПЛОТЕХНИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

И. И. Потапов, С. А. Ткаченко, В. И. Готовко (научный руководитель)

ФГУП «ЦКБ «Геофизика»
660041, Красноярск, ул. ак. Киренского, 89
E-mail: geofizika@kras.ru

Рассматриваются технические требования и особенности конструкции генератора силовых высоковольтных импульсов мобильного технологического комплекса для запрессовки теплообменных трубок в составные трубные решетки конденсаторов паровых турбин.

Одним из методов запрессовки трубок в трубные решетки теплообменных аппаратов, является выполнение электрогидроразряда в торце заготовки, при котором электрическая энергия импульса переходит в энергию ударной волны рабочей среды (воды) и приводит к механической раздаче [1].

Функциональная схема технологического процесса запрессовки теплообменных трубок в трубную решётку с применением одноразовых взрывных электропатронов приведена на рис. 1. Схема технологического оборудования состоит из силовой и технологической частей. Силовая часть представлена высоковольтной установкой, содержащей повышающий трансформатор 1, высоковольтный выпрямитель 2, накопитель энергии (батарею импульсных конденсаторов) 3, управляемый разрядник 4, схему запуска разрядника 5. Силовой генератор формирует высоковольтный импульс, который посредством технологической оснастки (контактный 6 и координатный узел) подаётся на электропатрон 11. Электропатрон представляет герметичную ёмкость для жидкости (воды) 7, внутри которой размещен инициирующий взрывной проводник 9. Электропатрон помещается в теплообменную трубку 8, которая установлена в трубной решётке теплообменного аппарата 10.

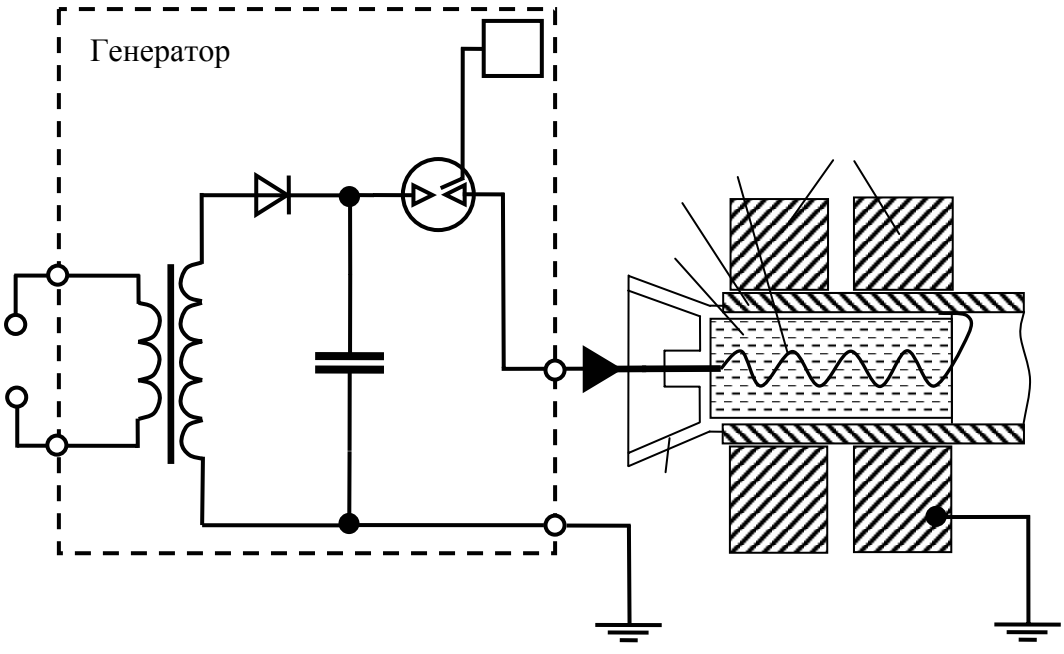


Рис. 1. Функциональная схема технологического процесса запрессовки теплообменных трубок в трубную решётку

Существующие промышленные установки («Молния», ТО226, МЭВУ-25 и др.) позволяют выполнять запрессовку в производственных условиях на этапе изготовления теплообменных аппаратов. Применение данной технологии для организации ремонта требует создания мобильного высоковольтного генератора импульсных токов (ГИТ) и технологических приспособлений для работ на объектах заказчика.

Разработка генератора проводится в интересах предприятий, выполняющих капитальные ремонты конденсаторов паровых турбин на тепловых электростанциях края. При разработке технического задания на ГИТ учитывались результаты:

обследования конструкции теплообменного аппарата [2]. Конструктивными особенностями соединения «теплообменная трубка-отверстие трубой решетки» является двойная трубная решетка с теплообменными трубками диаметром 28 мм и толщиной стенки 1 и 2 мм (ГОСТ 484-80). Общее количество соединений «трубка-отверстие» равно 23424;

анализа технических параметров силовых высоковольтных комплектующих, которые определяют формирование силовых импульсов. В качестве прототипа были использованы разработанные ранее генераторы ГИТ-2, ГИТ-10, ГИТ-М, ВИУ-60. В настоящее время часть комплектующих силовой электроники не выпускается, что требует проведения замены;

ремонтных работ различных теплообменных аппаратов с диаметром теплообменных трубок 12, 16 мм.

При разработке технических предложений были максимально использованы достижения современной силовой электроники, которые определили основные технические решения, принятые в генераторе ГИТ-20.

В качестве накопителей энергии применены малоиндуктивные импульсные конденсаторы типа КПИМ-21-27 (ЗАО «Русская Технологическая Группа2», г. Москва) с ресурсом более $6 \cdot 10^4$ разрядов и удельной энергией 0,2 Дж/г. Использованная ранее трансформаторная схема заряда накопителей характеризуется повышенными массогабаритными характеристиками. В качестве источника заряда накопителей выбран высоковольтный унифицированный блок питания серии 402 («LAMDA», Канада), со скоростью заряда 4000 Дж/с выполненный на силовых IGBT модулях. В настоящее время ведутся работы по разработке аналогичного блока питания для зарядки накопителей.

Для защиты силовых цепей от последствий возникновения перезаряда накопителей (например, из-за несогласованности нагрузки) предусмотрена установка диодной схемы СДЛ-4 (ЗАО «РТГ2»). Диодный защитный столб характеризуется рабочим напряжением 20 кВ и максимальным импульсным током 300 кА, при длительности импульса менее 100 мкс. Конструкция столба оправдана при индуктивном характере нагрузки.

В качестве управляемого разрядника использован РГУ-1-50-100 (ЗАО «РТГ2») с ресурсом $2 \cdot 10^5$, при коммутации импульсного тока до 100 кА, длительности 100 мкс (максимальный заряд, переносимый за импульс 5 Кл). Однако применение управляемого разрядника данного типа требует непрерывной продувки сухим воздухом. В настоящее время ведутся испытания разрядников собственного изготовления, отличающихся тем, что электроды находятся в замкнутой камере с азотом под давлением от 10 до 15 атм. Электроды выполнены из тугоплавкого материала (сплав меди с ванадием), которые позволят дополнительно увеличить ресурс до замены рабочих электродов. При периоде следования импульсов более 6 с, что соответствует технологическим требованиям, потребности в дополнительном охлаждении разрядников отсутствуют. Применение разрядников с избыточным давлением азота позволяет более чем на 30 % увеличить скорость включения, что повышает эффективность возникновения и развития электрогидроразряда.

Для запуска разрядника применен узел электронного зажигания инжекторного двигателя внутреннего сгорания автомобиля, в состав которого входит повышающий трансформатор и схема электронного управления.

Система управления защиты и контроля обеспечивает режим «Местный», при котором циклы заряда и разряда ГИТ-20 запускаются с местного пульта управления и «Дистанционный», при котором команда «Разряд» формируется с использованием беспроводного канала связи выполненного на базе системы Radio Modules фирмы LPRS (Low Power Radio Solutions). Система защиты обеспечивает заземление высоковольтных выводов накопителей при аварийных и нерабочих режимах генератора.

Элементы ГИТ-20 размещены на 4 диэлектрических платах в типовом крупногабаритном сборно-разборном корпусе КСРМ 16.6.6-1-36 УХЛ3 IP31. Применение сборно-разборной конструкции сокращает затраты на разработку, изготовление и эксплуатацию генератора.

Выполненные работы по запрессовке имитатора конденсатора паровой турбины [2] позволили обосновать основные электрические параметры ГИТ-20:

максимальная энергия в импульсе 20 кДж (при напряжении 20 кВ). При запрессовке теплообменных трубок в имитатор решетки с использованием электропатронов повышенной эффективности минимально необходимая энергия не превышала 12 кДж. Герметичность соединений оценивалась по избыточному воздушному давлению между стенками решеток;

потребляемая мощность от 3 фазной промышленной сети 380 В при заряде накопителей не превышает 4 кВт;

время заряда накопителя не более 6 сек, что позволяет иметь максимальную производительность комплекса до 500 запрессовок в час;

контактно-координатный узел подключен к ГИТ-20 с помощью коаксиального кабеля, выполняющего функцию высоковольтной линии, и имеет длину до 10 м, что позволяет выполнять запрессовку на большой площади теплообменника. Применение длинных высоковольтных линий снижает эффективность работ из-за дополнительных потерь в кабеле и увеличения паразитной индуктивности разрядной цепи.

Изготовление и испытание высоковольтного генератора планируется провести в 2010 году.

Список литературы

1. Мазуровский, Б. Я. Электрогидроимпульсная запрессовка труб в трубных решетках теплообменных аппаратов / Б. Я. Мазуровский. – Киёв : Наукова думка, 1980. – 172 с.

2. Аннотированный отчет. Обследование конденсаторов паровых турбин энергоблоков Филиала ОАО «ОГК-6» Красноярская ГРЭС-2 на возможность применения импульсных технологий вальцовки теплообменных трубочек (итоговый). – Красноярск : ФГУП «ЦКБ «Геофизика», 2009. – 58 с.

ДИСКРЕТНО ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЙ ОДИННАДЦАТИПОЛОСНЫЙ ГЕНЕРАТОР ШУМА

А. С. Овчинников С. Н. Кулинич (научный руководитель)

Красноярский научный центр СО РАН
660036, Красноярск, Академгородок, 50
E-mail: kulinich@ksc.krasn.ru

На основе одиннадцати канального переключаемого фильтра разработан дискретно перестраиваемый одиннадцати полосный генератор шума. Микрополосковая антенна и генератор выполнены в виде монолитного блока. Управление генератором осуществляется по радиоканалу, с использованием технологии Bluetooth.

Введение

При работе радиоэлектронного оборудования с конфиденциальными каналами связи существует вероятность несанкционированной утечки информации [1]. Одними из наи-

более вероятных каналов утечки являются побочные электромагнитные излучения и наводки [2, 3]. Для защиты от несанкционированного считывания зачастую применяются генераторы шума, основной задачей которых является маскировка информативных излучений широкополосной помехой в определенном диапазоне частот. Генераторы шума, так же широко применяются для тестирования радиоприемных трактов и оценки помехоустойчивости станций спутниковой связи. Для этих целей, как правило, применяются достаточно широкополосные генераторы шума. В связи с этим становиться актуальным вопрос электромагнитной совместимости существующих генераторов шума и других радиопередающих и принимающих устройств [1, 3]. Совершенно очевидно, что излучение шумового сигнала за пределами рабочей полосы должно быть минимальным и удовлетворять требованиям Государственного комитета по радиочастотам, в которых определены нормы на спектральные мощности излучения генераторов шума. Снижения побочных излучений шумового сигнала до допустимого уровня за пределами рабочих частот можно достичь, при помощи режекции полосовыми фильтрами. Как правило, спутниковые и наземные станции имеют широкий диапазон рабочих частот разбитых на поддиапазоны (транспондеры) и для тестирования таких радиоприемных трактов требуются, как широкополосные (на весь диапазон), так и узкополосные (полоса транспондера) генераторы шума. Иметь в наличии большое количество монополосных генераторов шума не рационально. В этом случае целесообразнее использовать перестраиваемые генераторы шума. Данный доклад посвящен разработке многополосных перестраиваемых генераторов шума (ПГШ).

Основная часть

В работе [4] рассмотрен шести полосный переключаемый генератор шума, излучающий в пространство шумовой сигнал в диапазоне 3750–4250 МГц перестраиваемый с дискретностью 100 МГц и одним широкополосным каналом 500 МГц, который управляется по радиоканалу с использованием технологии Bluetooth.

В предлагаемом перестраиваемом одиннадцати полосном генераторе шума применен одиннадцати канальный переключаемый полосовой фильтр (ППФ) позволяющий сузить полосу излучаемого шумового сигнала до необходимых значений. Управление ПГШ так же осуществляется по радиоканалу с использованием технологии Bluetooth и позволяет управлять генератором на расстоянии до 200 м в зоне прямой видимости. Генератор шума предназначен для генерации спектрального электромагнитного излучения типа «белый шум» в диапазоне частот 7400–8000 МГц.

Одиннадцати-канальный переключаемый фильтр

Основное отличие разработанного перестраиваемого генератора шума заключается в новом одиннадцати канальном переключаемом полосовом фильтре (ППФ) с переключателем на pin-диодах [5]. ППФ имеет десять узкополосных фильтров с полосой пропускания 80 МГц и дискретностью перестройки 60 МГц и одного широкополосного. Полоса пропускания одиннадцатого (общего) широкополосного канала составляет 600 МГц и перекрывает все полосы узкополосных фильтров. В ППФ использованы узкополосные объемные микрополосковые фильтры (МПФ), в которых применен новый способ формирования эллиптической АЧХ, основанный на взаимодействии микрополосковых кольцевых резонаторов на взвешенной подложке. Входной и выходной широкополосные фильтры, по принципу формирования АЧХ аналогичны предложенному в [6]. На рис. 1, 2 приведены типичные экспериментальные частотные характеристики узкополосного и широкополосного фильтров.

На рис. 3 представлен схематичный рисунок одиннадцати канального ППФ: где V_1 и V_2 – входной и выходной вентили; Z1, Z12 – входной и выходной широкополосные фильтры; SB1, SB2 – входной и выходной pin-диодные переключатели лучевого типа; MS1, MS2 – платы разветвления микрополосковых линий передачи; Z2–Z10 – узкополосные канальные фильтры; 1L1–2L11 – цепи управления pin-диодными переключателями. На рис. 4 приведена фотография переключаемого полосно-пропускающего фильтра.

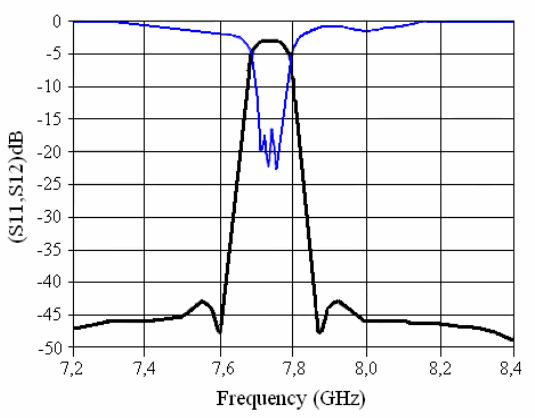


Рис. 1

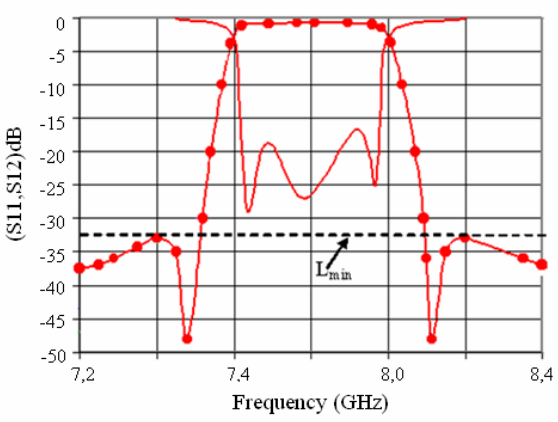


Рис. 2

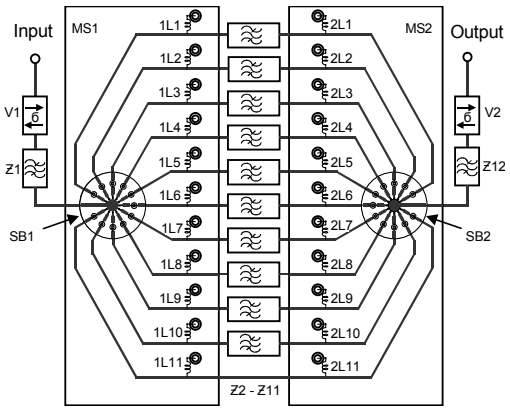


Рис. 3

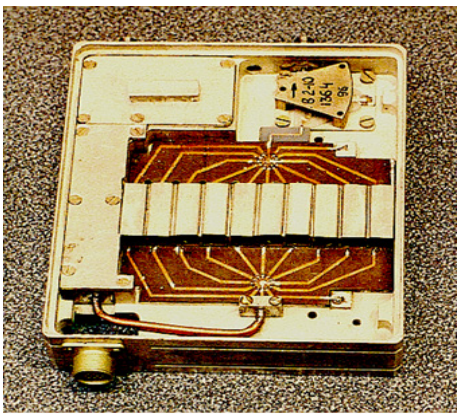


Рис. 4

Сигнал, поступающий на вход ППФ после прохождения через входной вентиль, подвергается предварительной фильтрации широкополосным фильтром и выделению требуемой полосы частот 600 МГц. Далее сигнал поступает на входной одиннадцати канальный переключатель лучевого типа, где осуществляется последовательная выборка узкополосных каналов [7]. Затем, через микрополосковую линию (МПЛ) многоплечного разветвления, сигнал проходит на один из канальных узкополосных фильтров, где подвергается основной селекции. Схема ППФ симметрична относительно канальных фильтров, поэтому дальнейшее прохождение сигнала происходит в обратном порядке. Согласно схеме изображенной на рис. 3, в «Microwave office» была создана компьютерная модель ППФ, где все функциональные узлы рассчитаны в электродинамике и затем “сшиты” в модели квазистатического приближения. Затем, с учетом компьютерного моделирования, был изготовлен экспериментальный образец ППФ.

На рис. 5 приведены частотные характеристики широкополосного канала экспериментального образца одиннадцати канального переключаемого полосно-пропускающего фильтра, где *a* – АЧХ широкополосного канала, *b* – КСВ в полосе пропускания, *c* – уровень просачивания СВЧ сигнала с входа на выход в закрытом состоянии ППФ. Прямые потери в полосе пропускания широкополосного канала не превышают – 7 дБ. Обратные потери открытого широкополосного канала не превышают – 19 дБ. Уровень просачивания СВЧ сигнала с входа на выход в запертом состоянии ППФ во всем рабочем диапазоне не более – 50 дБ.

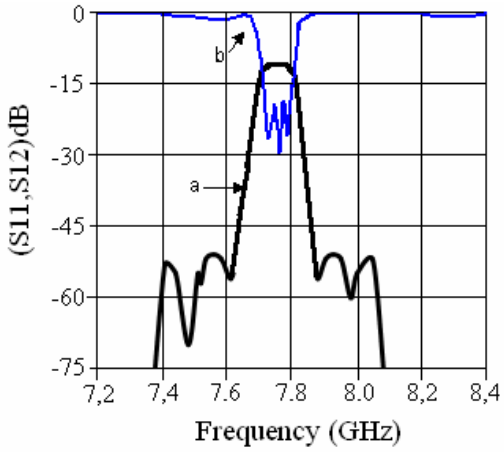


Рис. 5

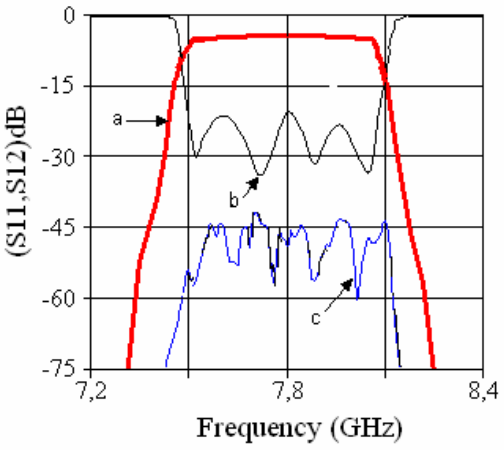


Рис. 6

Типичные частотные характеристики одного из открытых узкополосных каналов ППФ, приведены на рис. 6. Зависимость (*a*) характеризует обратные потери по входу ППФ, которые в полосе пропускания канального фильтра не превышают – 19 дБ, по выходу обратные потери не приведены, т. к., в основном, они повторяют входную характеристику. Кривая *b* отображает экспериментальную АЧХ одного из открытых каналов, потери в полосе пропускания не превышают 11 дБ.

Генератор шума

Блок схема дискретно перестраиваемого одиннадцати полосного генератора шума аналогичная приведенной в работе [4] и представлена на рис. 7, где: ГШ – задающий генератор шума на диоде М41318-5; ПФ – широкополосный полосовой микрополосковый фильтр; ПУМ – предварительный усилитель мощности; ППФ – переключаемый полосовой фильтр; УМ – усилитель мощности; А1 – излучающая микрополосковая антенна; А2 – штыревая антенна радиоканала; БОУ – блок обработки и управления. Внешний вид дискретно перестраиваемого одиннадцати полосного генератора шума приведен на рис. 8.

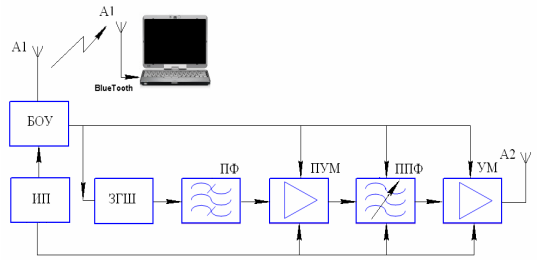


Рис. 7



Рис. 8

Генератор шума работает следующим образом. Сигнал, спектральный состав которого близок к белому шуму, с задающего генератора шума на лавинно-пролетном полупроводниковом диоде М41318-5, (полоса 1–12 ГГц, СПМШ ~ 30 дБ относительно уровня тепловых шумов) поступает на широкополосный микрополосковый фильтр с полосой пропускания 600 МГц. Этот фильтр осуществляет предварительную селекцию сигнала, сужает полосу и обеспечивает оптимальную работу предварительного усилителя мощности (полоса усиления ПУМ – 600 МГц, коэффициент усиления 55 дБ). Предварительно усиленный шумовой сигнал поступает на вход одиннадцати канального переключаемого полосового фильтра. Затем сигнал усиливается усилителем мощности УМ до 5 дБВт интегральной мощности. Далее усиленный полосовой шумовой сиг-

нал подается на микрополосковую антенну и излучается в окружающее пространство. Микрополосковая антенна выполнена по традиционной схеме [8], ширина диаграммы направленности антенны составляет 120 градусов в горизонтальной плоскости, с линейной поляризацией излучаемого сигнала.

Управление генератором шума осуществляется по радиоканалу с помощью пульта дистанционного управления (ПДУ). Пульт дистанционного управления реализован в виде аппаратно-программного комплекса, на базе ноутбука с Bluetooth интерфейсом, который осуществляет обмен информацией между компьютером и ПГШ. Управление работой ПГШ осуществляется командами, поступающими с блока обработки и управления БОУ. Специализированное прикладное программное обеспечение, установленное на компьютере, позволяет включать/выключать генератор шума, выбирать рабочую полосу шумового сигнала и регулировать спектральную плотность мощности излучаемого сигнала. Регулировка мощности в ПГШ осуществляется изменением выходной мощности задающего генератора шума (регулируется питающий ток диода М41318-5). Глубина регулировки составляет не менее 20 дБ. Питание ПГШ осуществляется от сети переменного электрического тока напряжением 220В/50Гц. Основные характеристики ПГШ сведены в табл.

Таблица

Основные характеристики ПГШ

Параметр	Тип	Значение
Кол-во каналов	узкополосных широкополосных	10 1
Шаг частотной сетки	узкополосный	60 МГц
Полоса пропускания (РВ) по уровню 1 дБ	узкополосный широкополосный	80 МГц 600 МГц
Интегральная мощность излучаемого шумового сигнала по уровню 1 дБ	узкополосный широкополосный	≥5 дБВт
Подавление шумового сигнала L_g при отстр. от F_0 на ± 140МГц	узкополосный	≥45 дБ

Заключение

В работе рассмотрен новый дискретно-перестраиваемый генератор шума, разработанный на основе одиннадцати канального переключаемого фильтра, излучающий в пространство шумовой сигнал спектрального состава близкому к белому шуму и управляемый по радиоканалу. Разработанное устройство может быть применено для тестирования и оценки помехоустойчивости радиоприемных трактов станций спутниковой связи.

Список литературы

1. Хореев, А. А. Способы и средства защиты информации / А. А. Хореев. – М. : МО РФ, 1998. – С. 316.

2. Генне, В. И. К вопросу оценки уровня ПЭМИ цифрового электронного оборудования / В. И. Генне // Конфидент. – 1999. – 6. – С. 63–65.

3. Завгородний, В. И. Комплексная защита информации в компьютерных системах / В. И. Завгородний. – М. : РВСН, 1999. – С. 259.

4. Переключаемый шести канальный генератор шума / В. М. Владимиров, А. В. Винк, С. Н. Кулинич и др. // Матер. 16-й Междунар. Крымской конф. 2006. – С. 839–840.

5. Одиннадцати канальный переключаемый полосовой фильтр С-диапазона / В. М. Владимиров, С. Н. Кулинич, А. К. Савин и др. // Матер. 13-й Междунар. Крымской конф. – 2003. – С. 454–457.

6. Vladimirov V.M., Kulinich S.N., Savin A.K. " Microwave Filter", Russia Patent Application № 2001132928, 03.12.2001.

7. Одиннадцати канальный широкополосный СВЧ переключатель / В. М. Владимиров, С. Н. Кулинич, А. К. Савин и др. // Матер. 13-й Междунар. Крымской конф. – 2003. – С. 177–180.

8. Панченко Б. А. Микрополосоковые антенны / Б. А. Панченко, Е. И. Нефедов. – М. : Радио и связь, 1986.

УСТРОЙСТВО ДЛЯ ВЕДЕНИЯ ПЛОВЦОВ ПО ДИСТАНЦИИ

А. Ю. Есин

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
esinkr@mail.ru

В профессиональном плавании для подготовки спортсменов широко используется ряд технических средств фиксации и контроля времени и скорости, однако средства ведения спортсмена по дистанции (тренировочные лидеры), корректировки его скорости, на сегодняшний день широко не распространены, не смотря на то, что первые патентные заявки на тренировочные лидеры были опубликованы в 1970-х годах. В статье будет рассмотрено принципиально новое техническое средство, основанное на лазерном излучении, предназначенное для корректировки скорости пловца при прохождении дистанции и автоматизации тренировочного процесса.

Постоянно растущий уровень спортивных достижений стимулирует ученых разрабатывать новые методики воспитания чемпионов, включающих широкий спектр тренировочных режимов, разработку нормативно тренировочных нагрузок и другое. Однако не каждый спортсмен способен точно держать расчетный темп скорости и времени во время прохождения дистанции, особенно это относится к юным спортсменам. В 1970-х годах были опубликованы патентные документы на первые тренировочные лидеры – устройства для ведения спортсмена по дистанции.

Одним из первых был опубликован патент на тренировочный лидер А. С. Мерсова [1], содержащий прозрачную трубу, установленную на дне бассейна, и поплавок, который перемещался по трубе под действием сжатого воздуха. Тренер выставлял скорость движения поплавка по трубе, спортсмен видел поплавок и следовал за ним, тем самым проходя дистанцию в соответствии с выставленными параметрами. В 1980-х годах по последнему слову техники того времени были сконструированы тренировочные электронно-световые лидеры [2], содержащие множество ламп накаливания расположенных на дне бассейна. Принцип действия заключался в последовательном переключении элементов со светящимся маячком, за которым следовал спортсмен. Параметры задания, такие как скорость, время отдыха и другое тренер задавал на электронном устройстве.

На сегодняшний день тренировочные лидеры по-прежнему основаны на множестве световых элементов, расположенных на дне плавательных бассейнов [3]. Изменились только технологии сборки прибора, используются новые комплектующие, достигнута высокая точность времени, появилась возможность запускать более одного спортсмена одновременно и т. д., но принцип использования световых элементов сохранился. Монтаж и демонтаж тренировочного лидера на световых элементах, например пятидесятиметрового, требует много времени, навыков и соблюдения ряда правил, поэтому одним из недостатков такого прибора является отсутствие возможности быстрого монтажа, демонтажа и выезда с ним на спортивные сборы. В связи с чем, возникла задача разработки компактного тренировочного лидера. В статье будет описан тренировочный лидер, принципиально отличающийся от своих предшественников, где вместо световых элементов (ламп накаливания, светодиодов) используются лазерные модули.

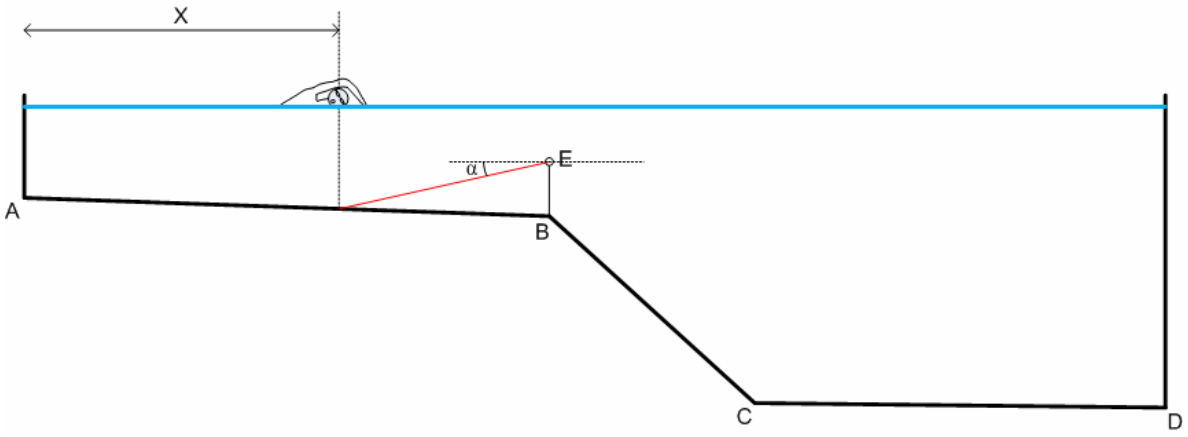


Рис. 1. Пример установки тренировочного лидера на лазерном излучении

Основным принципиальным отличием нового тренажера является использование лазера для формирования автоматического лидера.

Тренажер состоит из электронного устройства (на базе микро ЭВМ) и лазерной установки, которая расположена в точке «В» на дне бассейна как показано на рис. 1. Лазерная установка включает источник лазерного излучения и механизм автоматического перемещения лазерного луча по дну бассейна. Скорость перемещения лазерного луча регулируется изменением угла падения луча относительно поверхности воды. Источник лазерного излучения и механизмы изменения угла падения луча, относительно поверхности воды, размешены на высоте 0,5–0,7 м от точки «В» в точке «Е». Лазерный луч, исходящий из точки «Е», падает на дно бассейна и автоматически перемещается в виде яркой точки на дне.

Принцип действия тренажера следующий: тренер задает с помощью электронного устройства скорость прохождения отдельных участков дистанции и осуществляет старт автоматического лидера. После старта механизм лазерной установки управляет по заданной программе углом «α», вследствие чего лазерная точка на дне (лидирующий элемент) перемещается между точками «А» и «D». Спортсмен видит лидирующий элемент на дне и следует за ним, поддерживая заданную скорость, т. е. проходит дистанцию в соответствии с заданием тренера.

Согласно расчетам, для обеспечения равномерного движения автоматического лидера по дну 50-метрового бассейна, скорость изменения угла α должна изменяться от минимальной (при движении по мелкой и глубокой части бассейна) до максимальной (при прохождении лидера под тренажером и наклонным участком бассейна (рис. 2, *б*).

Детальный анализ зависимости $\alpha(X)'$ показал, что скорость изменения угла α в окрестности точки А составляет 0,0443 % от скорости изменения угла в точке В (рис. 2, *б*).

Следовательно, механизм задания угла α должен обеспечить изменение передаточного числа скорости вращения зеркал на три порядка за время прохождения лидирующего элемента от точки А до точки D (рис. 1). При расчете зависимости α(X) (рис. 2, *а*) были получены максимальное и минимальное значения угла α, они составляют $\alpha_{min} = 0{,}1034°$, $\alpha_{max} = 169{,}9784°$.

Одним из вариантов устройства, меняющего угол падения луча на дно бассейна, является механизм, включающий шаговый двигатель, управляемый драйвером с делением шага. В этом случае зеркало установлено на оси двигателя под углом 45°, от которого отражается лазерный луч и падает на дно бассейна в нужной точке. На рис. 3 схематично показано расположение составляющих тренажера на основе шагового двигателя и драйвера.

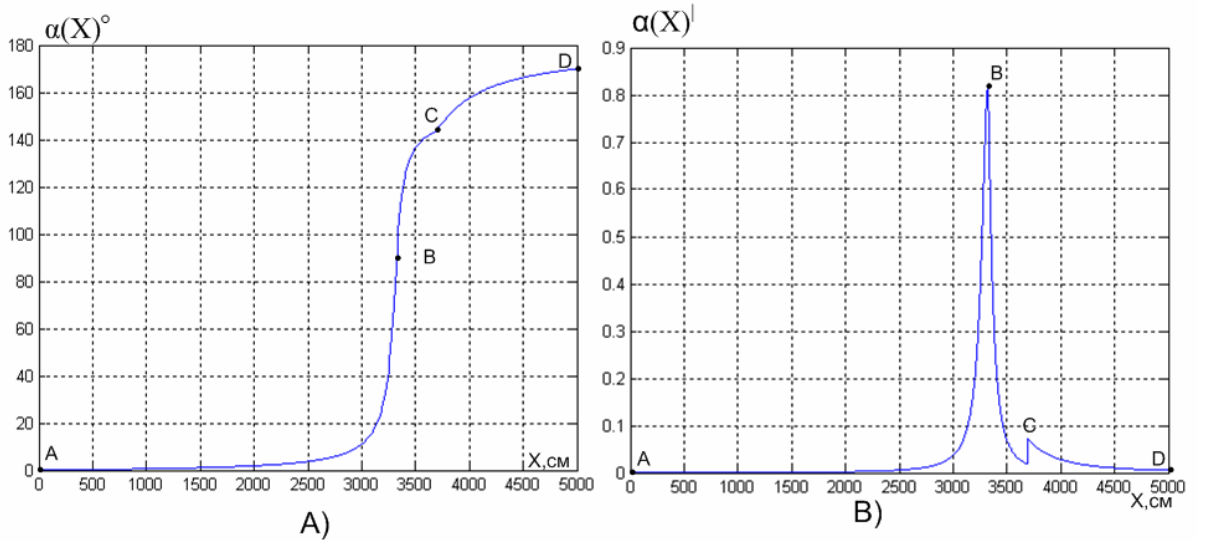


Рис. 2. *а* – зависимость угла α от положения лидирующего элемента;
б – скорость изменения угла α при равномерном движении лидирующего элемента

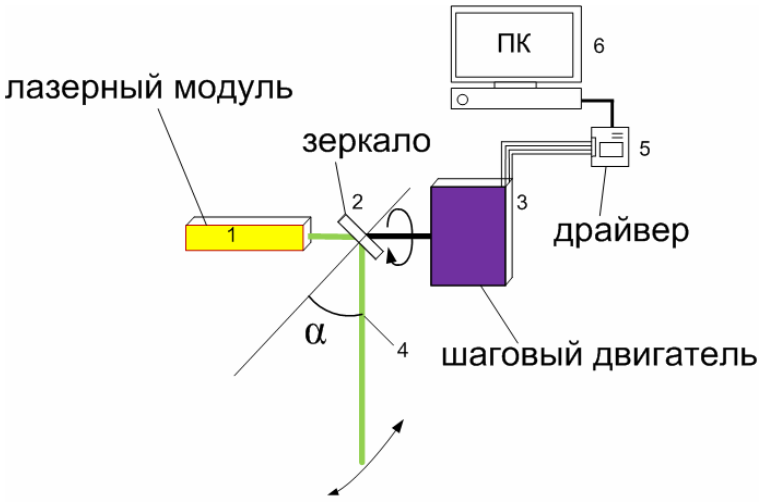


Рис. 3. Устройство изменения угла падения луча
на основе шагового двигателя управляемого драйвером

Устройство устанавливается перпендикулярно плавательной дорожке, зеркало 2 вращается при работе шагового двигателя, ввиду вращения зеркала 2 лазерный луч 4, излучаемый лазерным модулем 1, меняет угол α (угол падения на дно бассейна относительно поверхности воды). Сигналы шага, сигналы множителя деления шага, направления шага, поступают от ПК 6 на драйвер 5, обрабатываются и подаются на шаговый двигатель 3. Использование драйвера, например, такого как Q2HB88M, позволяет устанавливать делитель шага в пределах от 1/1 до 1/480, следовательно, если шаг шагового двигателя равен 0,9°, то минимальное изменение угла α составляет 0,9°/480 = 0,001875°. Математические расчеты на программной модели показали, что при организации лидирующего элемента в максимально удаленной точке от прибора (точка А рис. 1) погрешность выставления угла $\Delta\alpha = 0{,}001875°$ приведет к максимальной погрешности положения лидирующего элемента $\Delta X = 4{,}125$ см, что является допустимым значением.

Опытный образец тренажера, на базе шагового двигателя и драйвера был апробирован в пятидесятиметровом плавательном бассейне рис. 4.

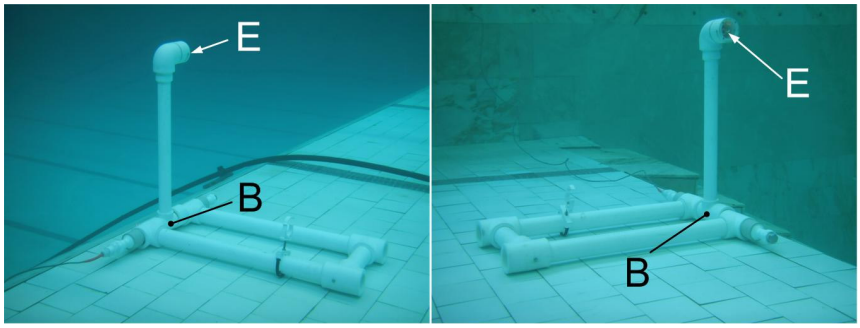


Рис. 4. Опытный образец тренажера, установленный на дне пятидесятиметрового бассейна

В точке Е (рис. 4, рис. 1) был установлен в герметичном корпусе шаговый двигатель и лазерный модуль с длинной волны 655 нм и мощностью 25 мВт. Точка В расположена на границе между мелкой и наклонной частью плавательного бассейна. Для упрощения конструкции система зеркал, направляющая лазерный луч на зеркало 2 (рис. 3) была установлена вне герметичного корпуса и находилась в непосредственном контакте с водой. Персональный компьютер и драйвер были установлены на суше и подключены к шаговому двигателю через кабель. Лидирующий элемент в виде лазерной точки на дне перемещался по дну бассейна по установленной программе в ПК. Поскольку герметичный корпус был заполнен воздухом, сила Архимеда, направленная вверх перпендикулярно поверхности воды, обеспечила надежную стабилизацию устройства в вертикальном рабочем положении. Время монтажа тренажера одним человеком составило 2 мин.

Результаты. Тренировочный лидер на лазерном излучении с устройством изменения угла падения луча на основе шагового двигателя обладает низкой себестоимостью, простота конструкции обеспечивает малое время монтажа, демонтажа прибора на дне и его незатруднительной транспортировке. Программное обеспечение персонального компьютера тренера, включающее следующие тренировочные методики:

- скорость;
- время (плавание по заданному времени при постоянной скорости);
- поэтапное плавание (длинна каждого этапа, время прохождения дистанции, пауза между этапами задаются индивидуально);
- ускорение (плавание с равномерно растущей, либо уменьшающейся скоростью),

существенно расширяют спектр заданий и позволяют подбирать и математически рассчитывать физическую нагрузку индивидуально для каждого спортсмена.

Обсуждение. Использование тренировочного лидера позволяет спортсмену с высокой точностью выполнять задания по параметрам времени, скорости, отдыха, ускорения, количеству этапов и других. Таким образом, решается задача освоения математически точно рассчитанной физической нагрузки, в случае если спортсмен четко следует за лидирующим элементом. Тренировочный лидер так же несет функцию искусственного соперника на дистанции, является стимулом к улучшению результата, обучает правильному расчету физических сил на длинных дистанциях. При движении за видимым «искусственным соперником» спортсмен обращает меньшее внимание на возможно возникшее физическое недомогание или боли в мышцах, переключается на достижение идущей впереди него цели (целенаправленное моделирование эмоций [5]), что препятствует нарушению некоторых физиологических параметров спортсмена. Тренировочный лидер на основе лазерного излучения компактен, общая масса его не превышает 7 килограмм. В комплект входит лазерная установка, драйвер, персональный компьютер и кабель для их соединения. Время установки прибора (как уже отмечалось ранее) занимает 2 мин. На метод использования лазерного излучения для тренировки пловцов и механизмы изменения угла падения лазерного луча поданы заявки на изобретения (№ 2009116048, № 2009109506). На сегодняшний день идет экспертиза

заявок по существу, проведены успешные испытания опытного образца. Получен патент на метод использования специализированного устройства изменения угла падения луча – «Лазерный тренажер для тренировки спортсменов» № 23790081.

Список литературы

1. Мерсов А. С., Каплунов Б. И., Столпников М. В. Тренировочный лидер // Патент на изобретение № 356996 A63b69/12, 05.06.1970.

2. Шпынов Г. А. Электронно-световой лидер для тренировки спортсменов // Патент на изобретение № 971371 A63b69/00, 18.09.1980.

3. PACER FOR ATHLETES // Patent for invention № WO 2008/022356 A1, 21 February 2008.

4. Christian Deter.- Process and device for generating a stereoscopic video picture // Patent for invention № US 005903304A, 11.05.1999.

5. Литвак, М. Е. «Командовать или подчиняться?» / М. Е. Литвак. – изд. 4-е. – Ростов н/Д. : Изд-во «Феникс», 2004. – 384 с.

ПОНИЖАЮЩИЙ КОНДЕНСАТОРНЫЙ КОНВЕРТОР С ПЕРЕМЕННОЙ СТРУКТУРОЙ ДЛЯ АВТОНОМНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ КОМПЛЕКСОВ

Л. Г. Зотов, М. Ю. Корсаков

Новосибирский государственный технический университет
Россия, 630092, Новосибирск, Пр. Карла Маркса 20
E-mail: mihanic@ngs.ru

Рассмотрен метод построения понижающих конденсаторных конверторов с переменной структурой, которые могут быть использованы в автономных радиоэлектронных комплексах, где требуется понижение входного напряжения до определенного уровня, необходимого для питания радиоэлектронной аппаратуры.

При создании автономных радиоэлектронных комплексов находят применение понижающие конверторы (ПК), способные преобразовать высокое напряжение аккумуляторных батарей (60 В) в низкое напряжение постоянного тока (27, 12 В) для питания радиоэлектронной аппаратуры. При этом главные требования к ПК – высокий КПД и низкий уровень кондуктивных импульсных помех.

Поставленная задача решается применением понижающих конденсаторных преобразователей с изменяющейся структурой [1, 2, 3].

На рис. приведена структурная схема предлагаемого регулируемого понижающего преобразователя постоянного напряжения.

Предлагаемый преобразователь работает следующим образом:

Зарядные ключи (6-11) работают поочередно с одинаковой частотой $f = \frac{1}{T}$ в режиме меандра со скважностью 2 и сдвигом относительно друг друга на величину $\tau_n = \frac{T}{n} = \frac{T}{6}$. При этом благодаря определенному порядку коммутации коммутирующих элементов (19-23) и (31-35) он разбивается на N однотипных понижающих преобразователей, подключенных по входу и выходу параллельно и содержащих каждый по n_1 цепочек. Например, при $n = 6$, замыкая коммутирующие элементы (20, 30), (22, 32) и 34, получаем три однотипных понижающих преобразователя, содержащих каждый по две цепочки, то есть $N = 3$, $n_1 = 2$.

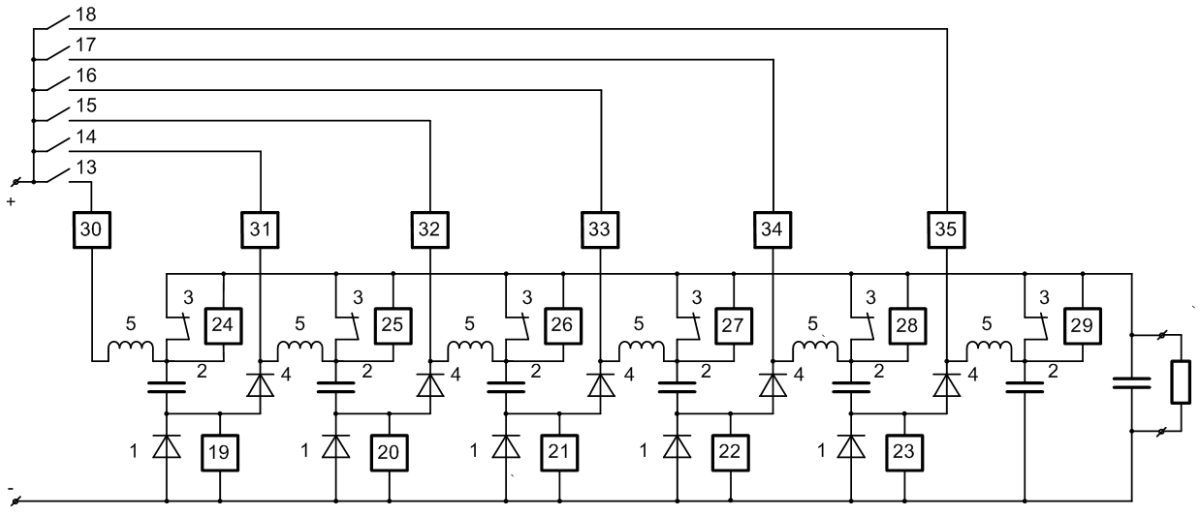


Рис.

Принцип действия однотипных понижающих преобразователей, входящих в состав предлагаемого устройства заключается в периодическом последовательном подзаряде конденсаторов от входного источника постоянного напряжения E с их последующим параллельным разрядом на нагрузку. В результате уровень выходного напряжения оказывается равным $\frac{E}{n_1}$. При этом, благодаря работе зарядных ключей (6-11) со сдвигом $\tau_n = \frac{T}{n} = \frac{T}{6}$ и подключению однотипных преобразователей к зарядным шинам (13, 15 и 17) обеспечивается равномерное распределение по периоду коммутации T трех одинаковых импульсов зарядного тока. В этом случае сдвиг импульсов зарядного тока, потребляемых от входного источника постоянного напряжения E, составляет величину $\tau_N = \frac{T}{N} = \frac{T}{3}$.

Благодаря наличию реакторов 5, заряд конденсаторов однотипных преобразователей осуществляется не импульсами тока экспоненциальной формы, как в ПК без реакторов, а сглаженными импульсами, имеющими форму положительной полуволны синусоидального тока

$$i_3(t) = \frac{E - U_C(0)}{\rho} \cdot \sin\left(\frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot t\right),$$

где L и C – соответственно величины индуктивности реактора 5 и емкости конденсатора 2 отдельной цепочки, а $U_C(0)$ – начальное напряжение на конденсаторах цепочек; $\rho = n_1 \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}$ – характеристическое сопротивление зарядного контура.

Это позволяет обеспечить режим мягкой коммутации зарядных ключей (6-11), т. е. моменты их открывания и закрывания совпадают с моментами времени $\omega \cdot t_k = \omega \cdot k \cdot \frac{T}{2} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot k \cdot \frac{T}{2} = k \cdot \pi \quad (k = 0,\ 1,\ 2,\ ...)$, когда зарядный ток равен нулю, что приводит к снижению коммутационных потерь и, следовательно, к увеличению КПД преобразователя.

Регулировка выходного напряжения осуществляется изменением числа цепочек n_1 в однотипных преобразователях путем изменения их структуры коммутацией элементов

(19-23) и (31-35). Так как, заряд конденсаторов в однотипных преобразователях происходит по цепи, состоящей из последовательно соединенных n_1 конденсаторов 2 и реакторов 5, то при изменении n_1 происходит соответственно пропорциональное и обратно пропорциональное изменение значений эквивалентных индуктивности и емкости зарядного контура $L_{экв} = n_1 \cdot L$ и $C_{экв} = \frac{C}{n_1}$, благодаря чему частота синусоиды импульсов зарядного тока $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{экв} C_{экв}}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ остается неизменной. Это свойство предлагаемого преобразователя означает, что режим мягкой коммутации зарядных ключей (6-11) и, следовательно, эффект увеличения КПД сохраняется также и при регулировании его выходного напряжения.

Кроме того, ввиду сглаживания формы импульсов зарядного тока резко снижается уровень кондуктивной импульсной помехи на зажимах входного источника постоянного напряжения. Анализ выигрыша по уровню кондуктивной импульсной помехи $B(N, n_1) = \frac{I_{2\partial\sim}^2}{I_{1\partial\sim}^2}$, определяемый отношением квадратов действующих значений переменных составляющих зарядных токов преобразователя, не содержащего реакторов, и предлагаемого устройства, подтвержденный результатами моделирования дает значение B = 4,6 для N = 2 и n_1 = 3. С увеличением числа однотипных преобразователей – для N = 3 и n_1 = 2 значение выигрыша возрастает и дает величину B = 19,6. Таким образом, применение предлагаемого ПК позволяет повысить его КПД и существенно снизить уровень кондуктивной импульсной помехи, создаваемой на зажимах входного источника постоянного напряжения.

Список литературы

1. А. с. СССР №1642562. Преобразователь постоянного напряжения в постоянное / Л. Г. Зотов. – Опубл. Б. И. №14, 15.04.1991.

2. А. с. СССР №1621922. Регулируемый понижающий преобразователь постоянного напряжения / Л. Г. Зотов. – Опубл. Б. И. №42, 15.11.1991.

3. Пат. RU №2284633C1. Регулируемый понижающий преобразователь постоянного напряжения / Л. Г. Зотов.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ЭЛЕМЕНТНЫЙ СОСТАВ ПЛАЗМЫ ТРАНСФОРМАТОРНОГО РАЗРЯДА

Д. В. Мананков, Н. Г. Внукова

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
e-mail: Churilov@iph.krasn.ru

Описана конструкция разработанного трансформаторного плазматрона и изложен принцип его работы. Найдены оптимальные условия стабильного горения плазмы разряда и представлен его эмиссионный спектр в потоке воздуха при пониженном давлении.

Введение

В последние годы благодаря быстрому развитию электроники непрерывно расширяется круг исследуемых плазменных объектов. В связи с этим, применение низкотемпературной плазмы в научных исследованиях при создании источников излучения в различных спектральных диапазонах, и в промышленности при синтезе порошков тугоплавких материалов, весьма перспективны.

Одним из наиболее часто встречающихся источников света для атомно-эмиссионного анализа является дуговой разряд. Однако плазма дуговых плазматронов не лишена недостатков, например, она загрязнена продуктами горения электродов. Поэтому стремление получить безэлектродную плазму мощностью в десятки киловатт заставило обратиться к разработке низкочастотного плазматрона с магнитопроводом, или, иначе говоря, плазматрона трансформаторного типа, в основе которого лежит индукционный разряд [1].

В отличие от дуговых разрядов, индукционные разряды обладают рядом преимуществ, в случае генерации низкотемпературной плазмы. Во-первых, плазма неподвержена загрязнению продуктами эрозии электродов, во-вторых, неограничен ресурс работы газоразрядного устройства и, в третьих, существует возможность изменять газоразрядные параметры (давление, ток, частота) в широких пределах, обеспечивая оптимальные условия генерации плазмы. Такие особенности делают возможным применение индукционных разрядов в качестве источников излучения в различных спектральных диапазонах, а также в плазмохимических технологиях.

Индукционный разряд трансформаторного типа представляет собой замкнутый газовый токопроводящий канал, индуктивно связанный с системой первичной обмотки посредством магнитопровода. Использование магнитопроводящих материалов позволяет осуществить генерацию плазмы на частотах килогерцового диапазона, что на один-два порядка меньше частот, используемых при возбуждении соленоидальных ВЧ разрядов. К тому же, в случае трансформаторного разряда, практически нет необходимости компенсации реактивной мощности, приводящей, в случае с соленоидальными ВЧ разрядами, к тщательному согласованию нагрузки (плазмы) с источником питания, для каждого конкретного случая.

Таким образом, создание трансформаторного плазматрона с магнитопроводом весьма перспективно для элементного анализа вещества, находящегося как в твердом, так и газообразном состояниях, и для синтеза особо чистых веществ. Активно изучается возможность воздействия низкотемпературной плазмы на пограничный слои, так же для синтеза порошков тугоплавких материалов, синтез окислов азота, получение фторуглеродных соединений [2,3].

Принцип работы трансформаторного плазматрона

Работа трансформаторного плазматрона основана на принципе обычного трансформатора с магнитопроводом, вторичная обмотка которого образована за счет газового разряда в кварцевой камере. На рис. 1 представлена принципиальная схема плазматрона трансформаторного типа и фотография плазмотрона. Особенность такого трансформатора заключается в том, что для поддержания разряда во вторичном витке при атмосферном давлении и протоке газа напряженность электрического поля в плазме должна быть более 10 В/см [4].

Работа трансформаторного плазматрона, как и любого трансформатора, определяется величиной магнитного потока Φ_0 в сердечнике:

$$\varepsilon = -n \cdot \frac{d\Phi_0}{dt},$$

где ε – ЭДС индукции; n – число витков.

Чем больше скорость изменения магнитного потока, тем выше значение ЭДС наведенной в обмотках. В свою очередь Φ_0 определяется как

$$\Phi_0 = B_S \cdot S \cdot \sin w \cdot t,$$

тогда

$$\varepsilon = -n \cdot B_S \cdot S \cdot w \cdot \cos w \cdot t,$$

где B_S – индукция насыщения, Тл; S – площадь сечения сердечника, м^2; w – циклическая частота ($w = 2 \cdot \pi \cdot f$), рад/с.

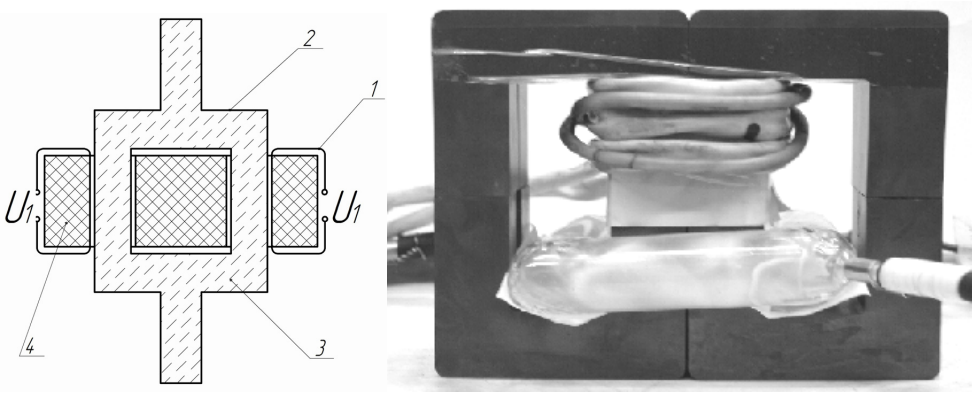


Рис. 1. Принципиальная схема плазматрона трансформаторного типа и фотография плазмотрона:
1 – первичная обмотка (U_1 – напряжение питания ВЧ генератора); 2 –. кварцевая разрядная камера;
3 – плазма; 4 – магнитопровод

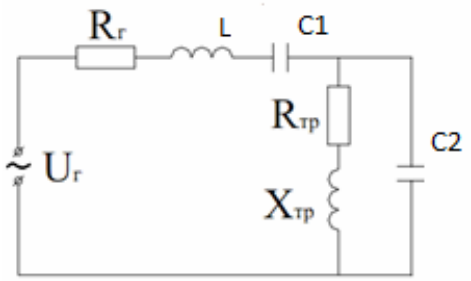


Рис. 2. Эквивалентная схема питания трансформаторного плазматрона

Для осуществления стабильного индукционного разряда в потоке инертного газа при атмосферном давлении необходимо получить максимальное значения напряжения вольт на виток (400–500) и создать сильное электромагнитное поле (4500–5500 Гс). Для этого было увеличено значение рабочей частоты и использованы сердечники, обладающие высоким значением индукции насыщения.

Трансформаторный плазмотрон по типу преобразования энергии относится к индуктивным электротермическим установкам. Следовательно, для согласования источника питания с трансформаторным плазмотроном можно воспользоваться известными схемами расчета, применяемыми в индукционных установках. Эквивалентная схема источника питания трансформаторного плазмотрона показана на рис. 2, где U_r - питающее напряжение ВЧ генератора; $R_г$ и L – активное и реактивное сопротивления генератора; $R_{тр}$ и $X_{тр}$ – активное и реактивное сопротивления трансформатора; C_1 и C_2 – емкостные сопротивления для согласования.

Описание установки и проведение эксперимента

Исследование электрических и спектральных характеристик трансформаторного разряда в потоке воздуха при пониженном давлении проводилось на установке, принципиальная схема которой показана на рис. 3. Мощность варьировалась в пределах (от 1 кВт до 5 кВт). Магнитопровод изготовлен из ферритовых сердечников П-образного типа. Площадь секции магнитопровода составляла – 84 см^2. Секция имела систему первичной обмотки. Обмотка последовательно подключалась к генератору (источнику питания) ВБГ-5. Разрядная камера (диаметром 29 мм и длиной 400 мм) изготовлена из оптического кварцевого стекла. Плазмообразующий газ (воздух) подавался в разрядную камеру через отверстие, диаметром 6 мм. Подача газа контролировалась натекателем.

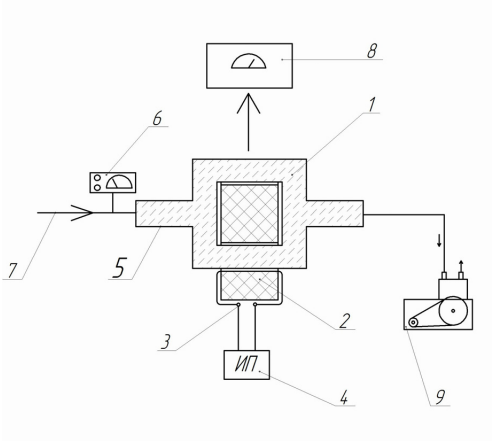


Рис. 3. Принципиальная схема экспериментальная установка: 1 – газоразрядная колба; 2 – магнитопровод; 3 – первичная обмотка; 4 – высокочастотный источник питания; 5 – трубки; 6 – вакуумметр; 7 – газовый канал; 8 – монохроматор; 9 – форвакуумный насос

Газоразрядная камера (1), посредством трубок (5), присоединялась к газовому каналу (6), что позволяло в ходе эксперимента изменять давление газа в камере. Перед зажиганием разряда первичный контур настраивался в резонанс (f = 72 кГц), за счет конденсаторов C_1 и C_2, имеющих емкостью 60000 пФ.

При напряжении питания трансформаторного плазматрона 450 В и токе 6–7 А в первичной обмотке и давлении $2–10^{-1}$ мм рт. ст, самопроизвольно зажигался и стабильно горел разряд в потоке воздуха во всем объеме кварцевой камеры. Плазма имела белый цвет. Индуктивность системы не менялась, резонанс оставался на той же частоте. Регистрация спектра излучения разряда в спектральном диапазоне 200–800 нм производилась при помощи измерительной системы, состоящей из монохроматора МДР 204 и компьютера.

При помощи элементного атомно-эмиссионного метода анализа был получен спектр излучения плазмы данного разряда. Было зарегистрировано присутствие азота, кислорода, водорода и углерода. В спектре присутствуют как атомарные линии, так и молекулярные полосы соединений данных химических элементов и их молекул. Кроме этого были зарегистрированы молекулярные полосы CH, которые обусловлены попаданием в разрядную камеру масла из форвакуумного насоса. Спектр представлен на рис. 4.

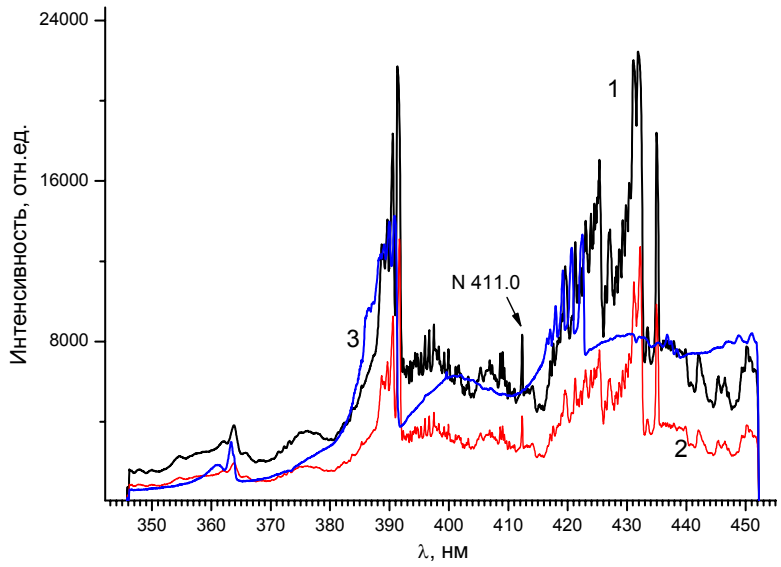


Рис. 4. График зависимости интенсивности линий от длины волны в диапазоне длин волн 340–450 нм: 1 – спектр излучения плазмы трансформаторного плазматрона, снятый при экспозиции 10 с; 2 – спектр излучения плазмы трансформаторного плазматрона, снятый при экспозиции 5 с; 3 – спектр CH

В спектрах излучения плазмы трансформаторного плазматрона 1, представленных на рис. 4, присутствуют линии атомарного азота (411,0 нм), молекулярные полосы N_2 (380,5 и 405,9 нм), а также молекулярные полосы, принадлежащие CH.

Заключение

Изучены электрические характеристики плазмы трансформаторного плазматрона. Найдены оптимальные условия для его устойчивой работы: частота 72 кГц, ток в первичной цепи 6–7 А. Рассмотрены вопросы согласования источника питания с нагрузкой (индукционным разрядом), выведены критерии, предъявляемые магнитным и частотным параметрам магнитопроводов. Так же был изучен атомно-эмиссионный спектр излучения плазмы разряда трансформаторного плазматрона, работающего на воздухе при пониженном давлении.

Список литературы

1. Низкотемпературная плазма / С. В. Дресвин, А. А. Бобров, В. М. Лелевкин и др. // ВЧ – СВЧ плазмотроны. – Наука. – 1992. – С. 31–40.

2. Перепечко, Л. Н. Технология получения нанопорошков различных тугоплавких металлов, соединений и наноструктурных твердых сплавов с применением низкочастотного индукционного разряда трансформаторного типа / Л. Н. Перепечко, И. М. Уланов. – С. 1–3.

3. Васильевна, Д. Н. Прямые и обратные задачи исследования излучающей неравновесной низкотемпературной плазмы / Д. Н. Васильевна. – Новосибирск, 2009. – С. 1–32.

4. О создание трансформаторного плазматрона / Н. Н. Рыкалин, И. Д. Кулагин, А. В. Николаев, Л. М. Сорокин // Физика и химия обработки материалов. – 1977. – № 4. – С. 155–156.

ДИСТАНЦИОННЫЙ МОНИТОРИНГ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО СОСТОЯНИЯ ЧЕЛОВЕКА

Н. П. Болотова, А. Н. Тачеев, Г. М. Алдонин, С. П. Желудько (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: GAldonin@sfu-kras.ru

В связи с широким распространением сердечно-сосудистых заболеваний необходимо создание средств оперативного контроля сердечно-сосудистой деятельности (ССД) с возможностью дистанционной передачи информации о функциональном состоянии организма (ФСО) в диагностический центр.

Электрокардиография является неинвазивным тестом, проведение которого позволяет получать ценную информацию о состоянии сердца путем регистрации электрических потенциалов, возникающих во время работы сердца и в их графическом отображении на дисплее МКМ-08. Необходимо также суточное мониторирование электрокардиосигнала для дальнейшей его обработки и передачи лечащему врачу.

Фонокардиография является диагностическим методом регистрации сердечных тонов и сердечных шумов.

Фотоплетизмография является одним из старейших физиологических методов, применяемых для исследования артериальной системы у человека. Фотоплетизмография дает возможность оценить состояние артерий эластического и мышечного типа и параметры венозного, артериального давления. Поэтому актуально введение канала ПВ в аппаратно-программный комплекс (АПК) мониторинга функционального состояния организма.

Особенно важно контролировать артериальное давление (АД), электрокардиограмму (ЭКГ) и фонокардиограмму (ФКГ). Наиболее распространенный метод измерения АД с помощью тонометра (по Короткову) неудобен при мониторинге ССД. В последнее время все больший интерес проявляется к контролю состояния артериального и венозного сосудистого тонуса по скорости распространения пульсовой волны и фотоплетизмографического индекса.

Аппаратно-программный комплекс (АПК) мониторинга функционального состояния организма человека на основе рекордера холтеровского типа (МКМ-08) с расширенными функциональными возможностями позволяет извлекать дополнительную информацию из совместного анализа различных биосигналов и их производных, например информацию о состоянии артериального и венозного сосудистого тонуса по скорости распространения пульсовой волны и фотоплетизмографического индекса, суточное мониторрование электрокардиосигнала (ЭКС) и фонокардиосигнала (ФКС).



Рис. 1. Структура мобильного полифункционального АПК мониторинга ФСО

Предусмотрена возможность дистанционной передачи информации через сети сотовой связи. АПК содержит три канала: канал ПВ, канал ЭКС и канал ФКС. Каждый канал сдержит датчик-преобразователь, который воспринимает измеряемый физиологический параметр и преобразует его в электрический сигнал, усилитель, фильтр. Аналоговый сигнал преобразуется в АЦП, код накапливается в запоминающем устройстве и с помощью микроконтроллера обрабатывается и отображается на экране дисплея рекордера МКМ-08. Функциональная схема АПК на базе МКМ-08 приведена на рис. 2.

На рис. 3 приведена структура кардиологической телемедицины на базе АПК с каналом ЭКГ, ПВ и ФКГ, использующая существующую инфокоммуникационную инфраструктуру, посредством мобильных беспроводных и проводных технологий.

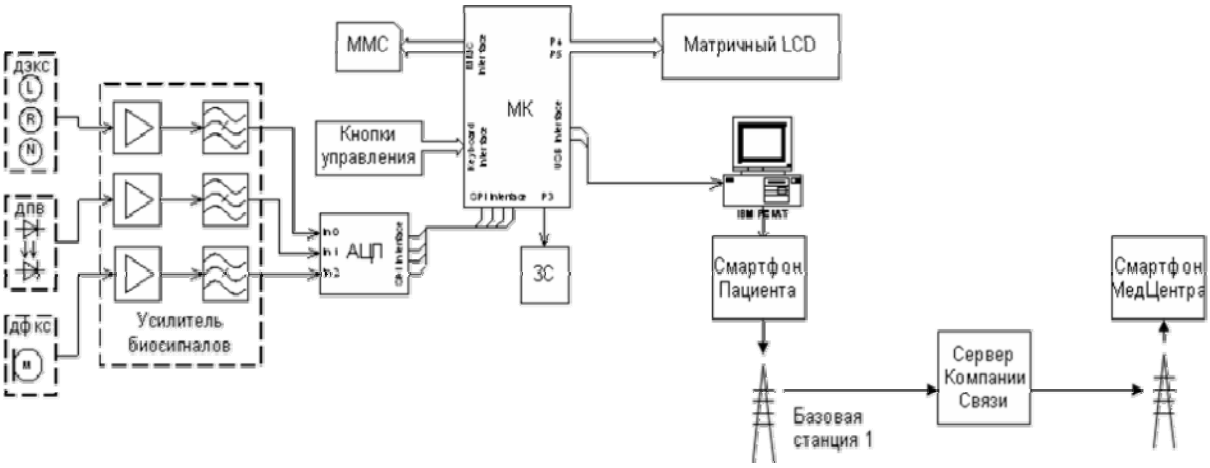


Рис. 2. Функциональная схема АПК на базе МКМ-08

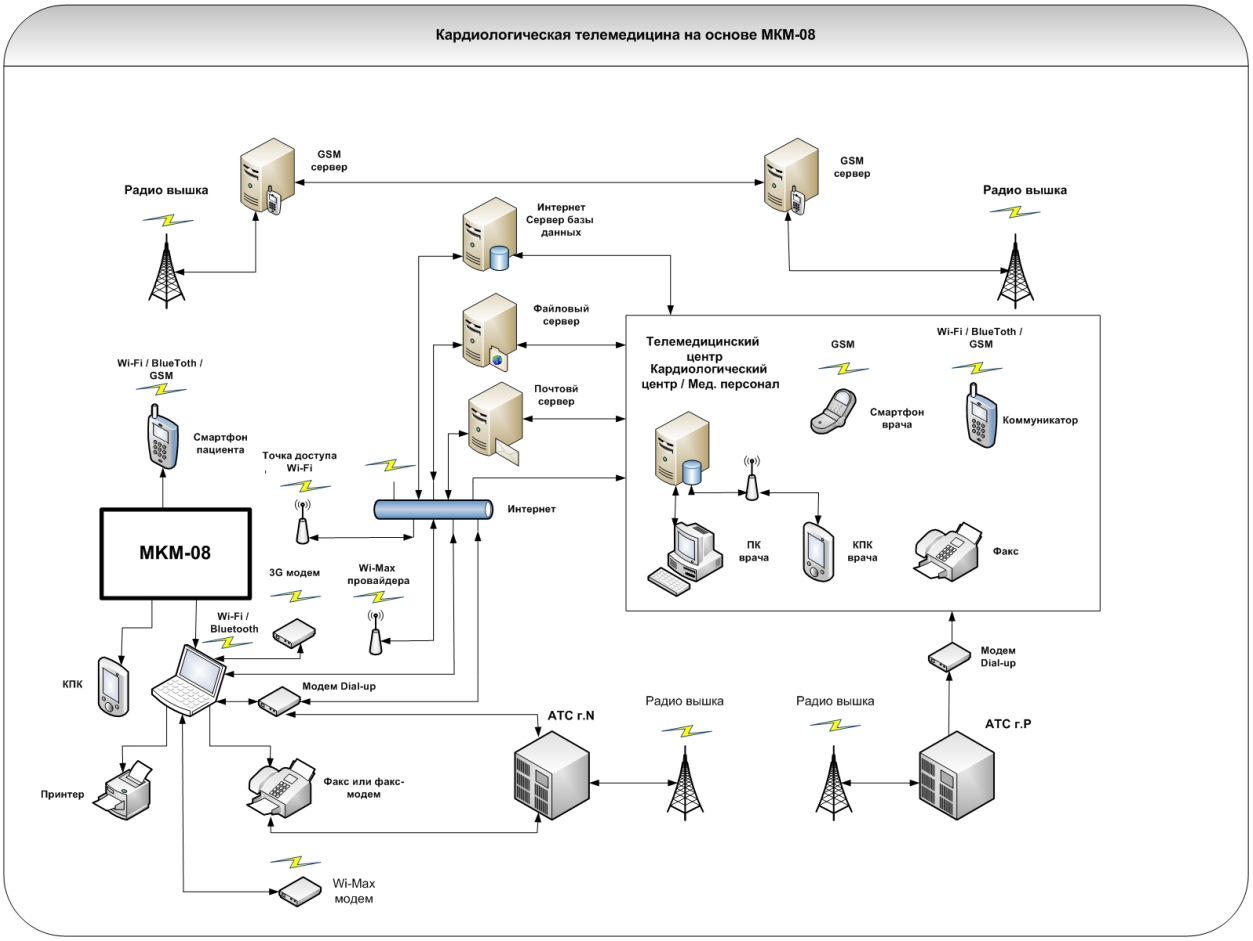


Рис. 3. Структура кардиологической телемедицины

В АПК предусмотрена возможность дистанционной передачи отчета о функциональном состоянии организма в диагностический центр через проводную или беспроводную связь. Это реализуется на основе GSM/3G/4G-технологий посредством МКМ-08 снимаются данные о биосигналах через сменный накопитель (ММС-карта) или интерфейс USB передаются в компьютер/ноутбук, с помощью программы «KSRG» и «Диагностика» или другой программы обработчика .wav файлов. Полученные данные обрабатываются и представляются в виде графического файла или непосредственно .wav файла. Посредством сети сотовых операторов, графический файл в виде MMS-сообщения передается ле-

чащему врачу-специалисту. Посредством других беспроводных сетей передачи данных например Wi-Max или проводных как через dial-up модем, факс модем, или непосредственно через интернет используя любой другой вид доступа. Приоритетными сетями передачи данных являются 3G/4G или наземные коммутируемым доступом (dial-up по телефонным линиям).

Схема реализации телемедицины, посредством мобильных GPRS-технологий на базе АПК, представлена на рис. 3. На рекордере МКМ-08 накапливаются данные о биосигналах и посредством Bluetooth или интерфейсного кабеля USB предаются в смартфон или PDA. Есть возможность с помощью программы «Телediагностика» обработать и представить в виде графического файла. В сети сотовых операторов, графический файл в виде MMS-сообщения передается лечащему врачу.



Рис. 4. Передача отчета о ФСО по сотовой сети связи

Схема реализации телемедицины, посредством мобильных 3G/4G технологий на базе АПК выглядит следующим образом. На рекордере МКМ-08 накапливаются данные о биосигналах и посредством Bluetooth или интерфейсного кабеля USB передаются в ноутбук. Используя 3G W-CDMA модем или 4G Wi-Max модем, которые сейчас могут быть встроены в ноутбук непосредственно, через операторов связи посредством интернет передаем как .wav или графический файл в кардиологический центр. Для передачи могут быть использованы как почтовые серверы (mail), файловые серверы (ftp), веб- серверы (web) с загрузкой файлов и разграниченным доступом – могут использоваться веб-серверы самого кардиологического центра. Все приведенные методы передачи обеспечивают передаваемые объемы информации о биосигналах.

Список литературы

1. Пат. 2258455. Способ мониторинга функционального состояния человека / В. А. Годунов, Д. А. Третьяков, Б. Б. Некрасов, А. В. Бандурин.

ОЦЕНКА АРТЕРИАЛЬНОГО СОСУДИСТОГО ТОНУСА

Т. С. Кононенко, И. К. Латышева, Н. Ю. Лопатнев,
Г. М. Алдонин, В. Б. Новиков (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26.
E-mail: GAldonin@sfu-kras.ru

Наряду с мониторингом ЭКС, ФКС и ПВ существует возможность теми же аппаратными средствами контролировать такой важный показатель ФСО, как состояние сосудистого тонуса и его реакцию на какие-либо воздействия.

Сокращения миокарда вызывают ритмическое расширение сосудистой стенки (пульс), которые под действием распространения волн давления от начальной части аорты к артериям и капиллярам приводят к появлению пульсовых волн. Скорость распространения пульсовой волны не зависит от скорости течения крови, а определяется диаметром сосуда, толщиной его стенки и эластичностью сосуда, а также от реологических свойств крови. Например, в аорте она может составлять 4–6 м/с, а в артериях мышечного типа 8–12 м/с. Линейная скорость кровотока по артериям обычно не превышает 0,5 м/с. С возрастом эластичность сосудов снижается, и это приводит к увеличению скорости распространении пульсовой волны [1].

В клинической практике широко используются методы, позволяющие количественно оценить с помощью ВРПВ параметры кровотока в сосудах различных отделов кровеносной системы.

Изменение состояния артериального сосудистого тонуса сказывается на времени распространения пульсовой волны (ВРПВ), которая измеряется по отсчетам задержки между R-зубцом ЭКС максимумом ПВ (рис. 1–3, табл. 1).

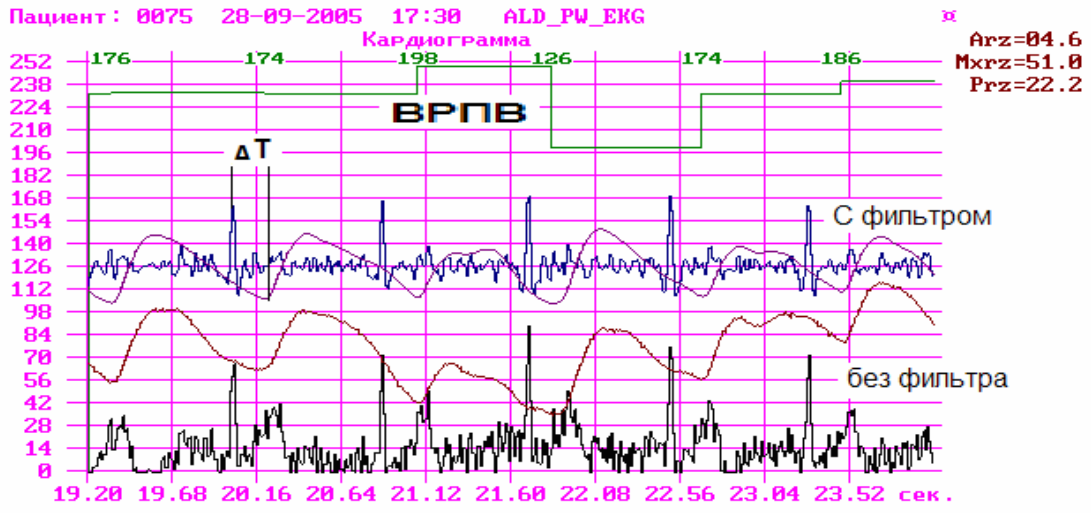
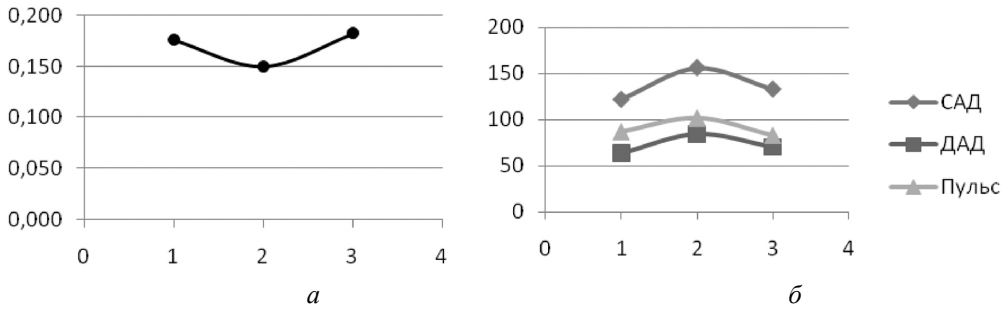


Рис. 1. Совместная запись сигналов ЭКГ и ПВ. Контроль состояния сосудистого тонуса по времени распространения пульсовой волны измерение (ВРПВ) рекордером МКМ-08 с помощью ПО KSRG



а *б*

Рис. 2. Измерение ВРПВ: *а* – на МКМ-08; *б* – ЧСС, САД и ДАД на 3-х этапах на мониторе BPLab

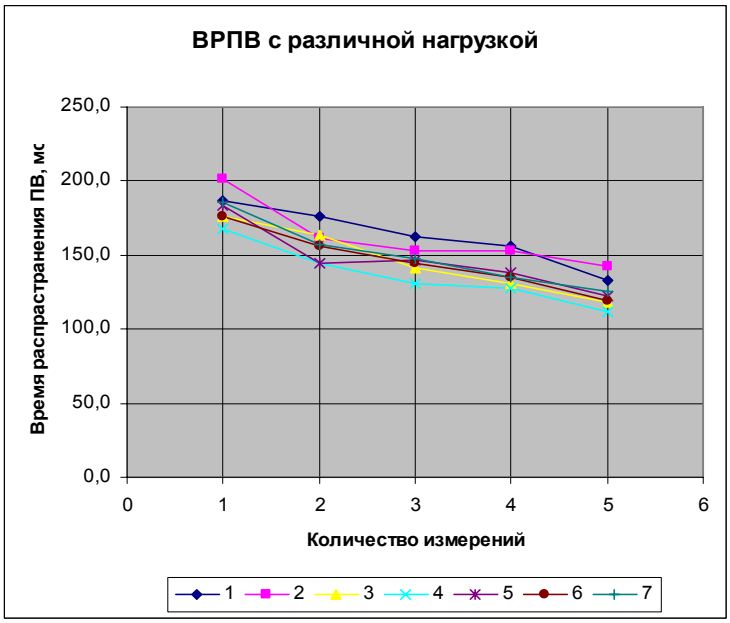
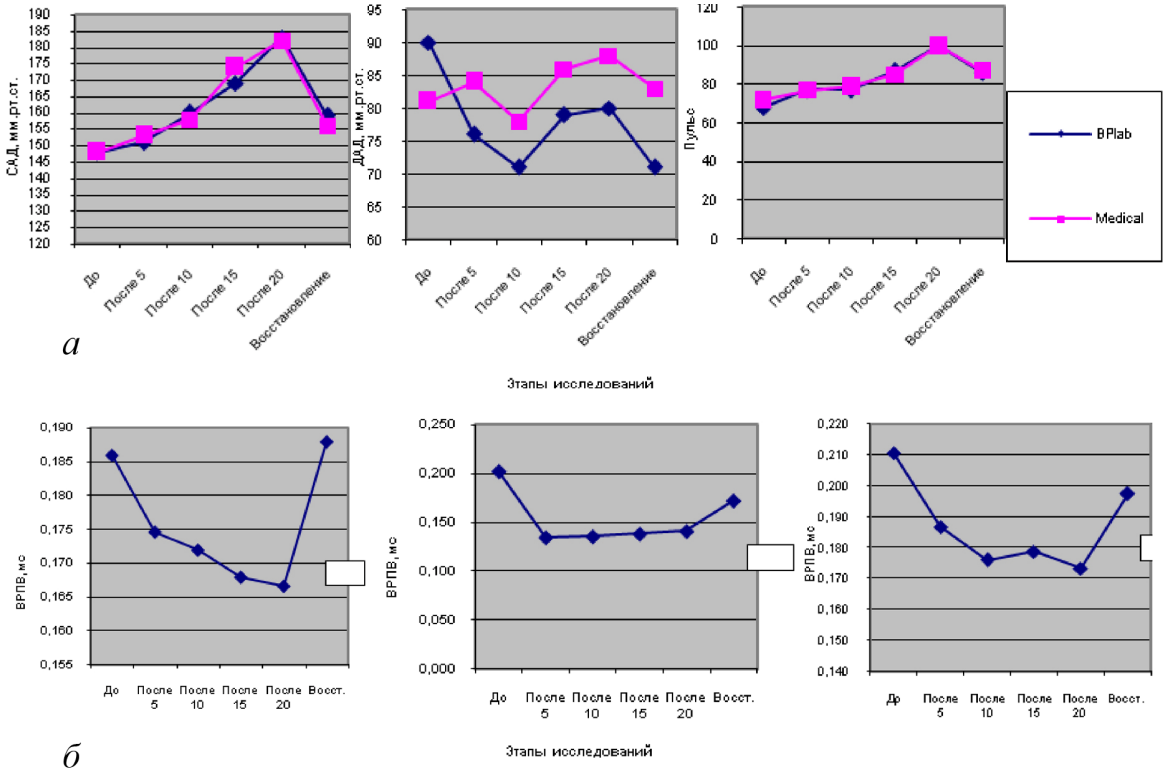


Рис. 3. ВРПВ для различных состояний организма Данные снимались на пяти этапах: 1 – до нагрузки; 2 – после нагрузки в 5 приседаний; 3 – 10 приседаний; 4 – 15 приседаний; 5 – 20 приседаний

Таблица 1

Измерение ЧСС, САД и ДАД на мониторе BPLab, ВРПВ на МКМ-08

ФИО	Возраст	Этап	АД	АД	Пульс		ВРПВ		Среднее
Е. Е.	20	До	122	63	87	0,176	0,176	0,176	0,176
		После	56	4	102	0,150	0,144	0,156	0,150
		Восстановление	33	70	83	0,180	0,186	0,180	0,182



а

б

Рис. 4. Графики САД, ДАД, ЧСС: *а* – амбулаторным монитором BPLab и автоматическим монитором кровяного давления A&D Medical; *б* – ВРПВ с монитором МКМ-08

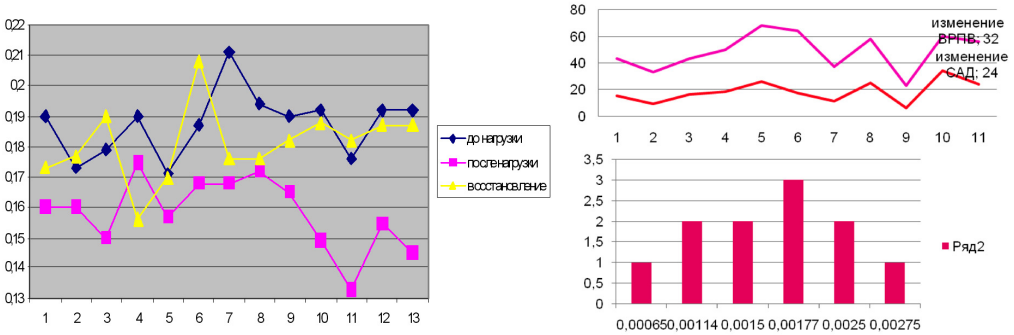


Рис. 5. Статистическая оценка распределения нормированных значений ВРПВ различных пациентов

Экспериментальные измерения задержки ВРПВ при изменении САД приведены на рис. 3, 4. Статистическая обработка данных представлена на рис. 5. В качестве нагрузки использовались приседания длительностью от 1 до 3 минут. Разность ВРПВ до, после и во время восстановления показывает однозначную связь ВРПВ с артериальным давлением в сосуде, измеренным сертифицированными амбулаторными мониторами BPLab и автоматическим монитором кровяного давления A&D Medical и ВРПВ, измеренным монитором МКМ-08.

Статистическая оценка распределения нормированных значений ВРПВ различных пациентов имеет близкий к нормальному закон, что позволяет считать оценку эффективной и состоятельной.

Список литературы

1. Исследование скорости распространения пульсовой волны и эндотелиальной функции у здоровых и пациентов с сердечно-сосудистой патологией / Ю. И. Гурфинкель, Н. В. Каце, Л. М. Парфенова и др. // Российский кардиологический журнал. – 2009. –№ 2.

ИССЛЕДОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ МЕТОДА ОПТИЧЕСКОГО АНАЛИЗА МИКРО- И НАНОСТРУКТУР

А. Н. Фомин, В. С. Засемков (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26

Предложен метод оптимизации алгоритма обработки цифровых изображений микроструктур и возможность его программной реализации.

Привлечение вычислительной техники для проведения количественного анализа позволяет получить более достоверную численную оценку взаимосвязи «структура – свойства». Основной задачей автоматизации контроля и анализа является разработка эффективно и надежно работающих программно-аппаратных комплексов, программных алгоритмов преобразования и анализа данных (системы автоматизированного контроля), производящего анализ структуры [1]. Важной составляющей при проведении морфологических операций (обработки изображений) наращивания и эрозии является выбор структурного элемента для обработки исходного изображения. Структурный элемент представляет собой определенного размера матрицу, состоящую из нулей и единиц. Пиксели со значением 1 определяют фон структурного элемента.

Двумерные или плоские структурные элементы, обычно значительно меньше по размеру от изображения, которое они обрабатывают. Центральный пиксель структурного элемента совпадает с обрабатываемым пикселем изображения. Остальные пиксели являются окрестностью и подлежат обработке.

Трехмерные или неплоские структурные элементы также состоят из единиц и нулей, но, кроме того, имеют значение высоты, которое определяет третью размерность. Морфологическая функция использует приведенный ниже код для получения координат центра структурного элемента с некоторой размерностью:

$$origin = floor((size(nhood)+1)/2) \quad (1)$$

В этом коде nhood представляет собой окрестность некоторого структурного элемента. Структурный элемент представляет собой объект системы. Для этого необходимо использовать функцию getnhood для получения окрестности структурного элемента из STREL-объекта. Для более детальной информации см. описание функции strel.

На рис. 1 продемонстрировано ромбовидный структурный элемент.

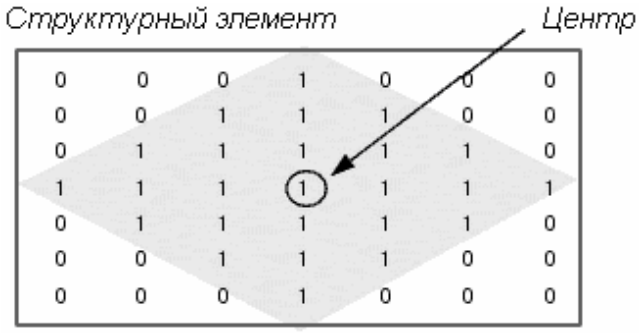


Рис. 1. Ромбовидный структурный элемент

При реализации морфологических функций наращивания и эрозии используется структурный элемент. Для создания структурных элементов любого размера и формы используется функция strel.

Для увеличения эффективности работы функция strel может представлять структурный элемент в виде меньших частей. Эта технология известна как декомпозиция структурного элемента.

Морфологическая операция наращивания с применением структурного элемента в виде квадрата с размерностью 11x11 может быть заменена проведением такой же операции, но с использованием сначала структурного элемента с размерностью 1x11, а потом структурного элемента с размерностью 11x1. Скорость обработки при этом теоретически должна увеличится в 5,5 раз, однако на практике этот немного ниже.

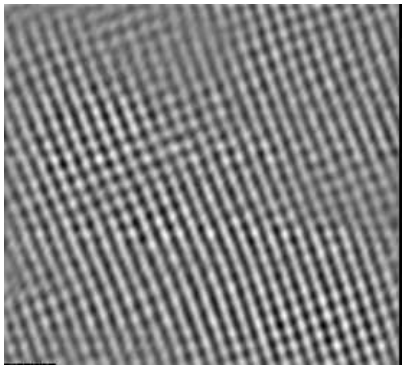
Декомпозиция на основе аппроксимации используется для структурных элементов в виде формы, которая представлена параметрами 'disk' и 'ball'. Все другие декомпозиции являются точными. Отметим, что декомпозиция может применятся не для всех структурных элементов.

Элементы, с помощью которых осуществляются функции, связанны с преобразованием Фурье. Вычисление двумерного дискретного преобразования Фурье служит основой для построения фильтров в области пространственных частот и осуществления линейной фильтрации.

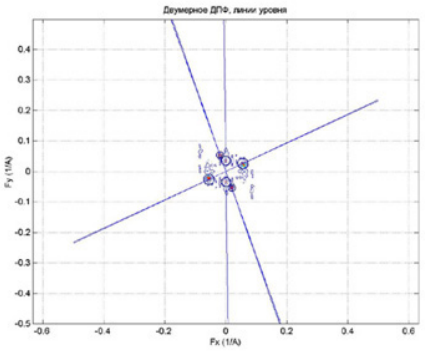
Исследование спектра изображения проводится с помощью построения его сечений плоскостями, перпендикулярными плоскости пространственных частот. Результатом является количественная информация об исследуемых изображениях: величины пространственных периодов и информация об ориентации периодов в координатах изображения.

Идеализированная частотная характеристика фильтра задаётся в виде двумерной маски в координатах пространственных частот. При этом программа построена таким образом, что в основной части апертуры задаются единицы, а в рабочей части записываются числа, большие либо меньшие единицы, в зависимости от характера фильтра.

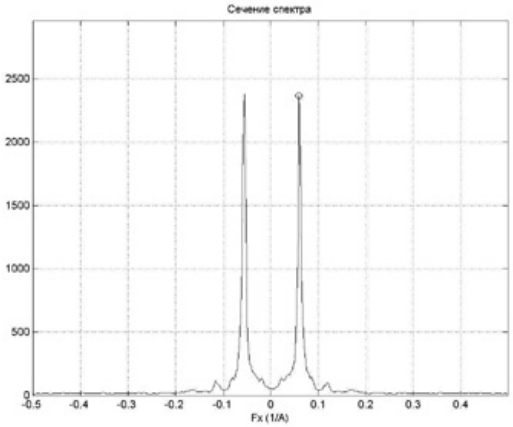
На рис. 2 показаны различные этапы фильтрации и анализа изображения кристаллической решётки GaAs, полученного в сканирующем туннельном микроскопе. На рис. 2, *а* приведено исходное, сильно зашумлённое изображение, на рис. 2, *б* – модуль его двумерного Фурье-преобразования. На этом же рисунке линиями показаны сечения спектра, на которых отмечены области частот, для которых было осуществлено построение многополосного фильтра. Одно из сечений спектра показано на рис. 2, *в*. Трёхмерное изображение построенного фильтра – на рис. 2, *г*. Результат фильтрации приведён на рис. 2, *д*.



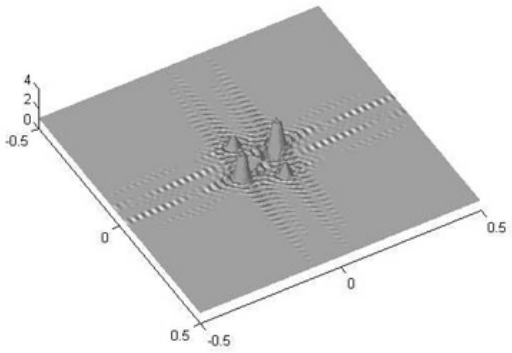
а



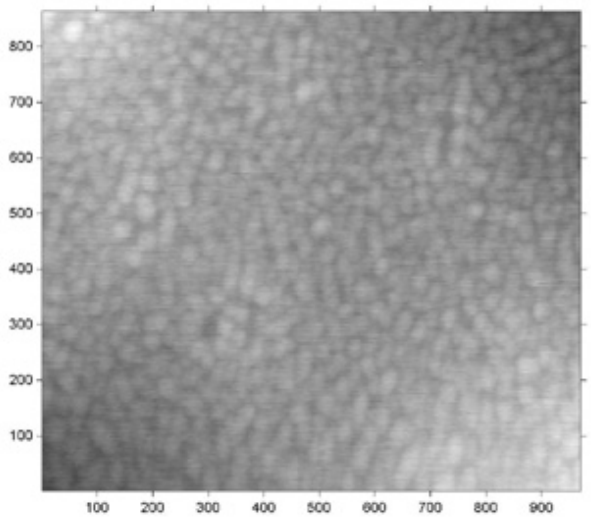
б



в



г



д

Рис. 2. Этапы фильтрации и анализа изображения кристаллической решётки GaAs:
а – исходное изображение; *б* – модуль Фурье-преобразования; *в* – сечение спектра;
г – трехмерное изображение фильтра; *д* – результат фильтрации

С учетом полученных численных результатов, удовлетворительная сходимость аппроксимации распределения составляющих с их теоретически точными значениями на заданном интервале подтверждает повышение эффективности работы алгоритма.

Применительно к методам анализа изображений полученный алгоритм позволяет оптимизировать анализ цифровых изображений микро и нано структур.

Список литературы

1. Броудай, Н. Физические основы микротехнологии / Н. Броудай, Д. Ж. Мерей ; пер. с англ. – М. : Мир, 1985.

2. www.ieeexplore.ieee.org «Generation Laser Scanning Method for Visualizing Ultrasonic Waves Propagating on a 3-D Object»

3. http://matlab.exponenta.ru/ Программа инженерных расчетов matlab.

4. Монич, Д. М. Снижение электромагнитных помех с использованием программной обработки сигналов / Д. М. Монич. – М. : Изд-во «Академия» 2001.

УСТРОЙСТВО ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ ГАЗОАНАЛИЗАТОРА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СЛЕДОВЫХ КОЛИЧЕСТВ ХИМИЧЕСКИХ ВЕЩЕСТВ

М. С. Карпенко, В. С. Засемков (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26

Предложена структура пробоотборного устройства для обнаружения следовых количеств химических веществ на пальцах человека и документах с использованием метода спектрометрии ионной подвижности. Проанализированы способы нагрева исследуемой поверхности для повышения эффективности работы устройства. Рассмотрена возможность использования импульсной газоразрядной лампы для нагрева поверхности.

Решение проблем охраны окружающей среды, технологических процессов получения веществ высокой чистоты, для нужд здравоохранения, криминалистики, биологии, судебной медицины требуют решения задачи идентификации «следовых» (сотни, десятки пикограмм и ниже) концентраций компонентов сложных соединений из малых объемов проб.

Обладая уникальными характеристиками (высокой чувствительностью, селективностью, экспрессностью, малыми габаритами и массой) современная спектрометрия ионной подвижности решает очень широкий круг вопросов, непосильных зачастую никаким другим аналитическим методам и приемам. Традиционными сферами применения спектрометрии ионной подвижности изначально являлись обнаружение взрывчатых, отравляющих веществ и наркотиков.

Для этих целей пункты контроля, установленные в аэропортах, железнодорожных вокзалах, портовых и таможенных терминалах, должны быть оснащены высокочувствительным оборудованием, реагирующим на сверхмалые концентрации взрывчатых веществ. Помимо стационарных пунктов контроля, детекторы могут быть использованы в оперативной работе для обнаружения следовых количеств взрывчатых веществ на предметах и документах, к которым прикасался террорист.

В настоящее время выпускаются портативные переносные приборы для обнаружения малых концентраций взрывчатых веществ. Это приборы Полет-М, М0-2М, Vapor Tracer, Ionscan-100, Quantum Sniffer и др.

Цель настоящей работы состоит в описании пробоотборного устройства для обнаружения следовых количеств химических веществ на пальцах человека и документах,

представляющего собой приставку к лабораторному спектрометру. Молекулы детектируемого вещества могут удаляться как непосредственно с пальцев, так и с промежуточного носителя, на котором оставляется отпечаток. В обоих случаях для повышения эффективности обнаружения необходим подогрев исследуемой поверхности, так как давление насыщенных паров у ряда взрывчатых веществ очень мало. Подогрев поверхности может осуществляться несколькими способами:

потоком подогретого газа, направленным на поверхность;

передачей тепла от нагретого тела к поверхности посредством теплопроводности через воздушный зазор или путем прямого контакта;

направленным потоком инфракрасного или другого вида излучения, поглощаемого материалом анализируемой поверхности (радиационным способом).

Рассмотрим пример разогрева поверхности пластика (типовой случай – полистирол) потоком нагретого воздуха. Пусть за 5 с требуется разогреть поверхность площадью 10 $см^2$ до температуры 70 °С при комнатной температуре 20 °С. Для разогрева поверхностного слоя на 50 °С (от комнатной до требуемой температуры) потребуется около 60 Дж тепловой энергии. Пусть поток воздуха, переносящего эту энергию, первоначально нагрет до 200 °С и охлаждается до 70 °С в результате взаимодействия с поверхностью. Для переноса 60 Дж на поверхность за 5 с требуется 300 $см^3$ нагретого воздуха. За это время в анализатор попадет только 25 $см^3$ (при типовом потоке забора пробы 300 $см^3$/мин). При этом более 90 % испаренных с поверхности молекул будут унесены нагревающим воздухом и не попадут в анализатор. Кроме того, при использовании сильно нагретого воздуха возникают проблемы перегрева и повреждения анализируемой поверхности.

Нагрев передачей тепла от нагретого тела к поверхности посредством теплопроводности через воздушный зазор имеет малую эффективность из-за низкой теплопроводности воздуха. Передача 60 Дж тепловой энергии за 5 с на поверхность 10 $см^2$ через воздушный зазор 1 мм реализуется при температуре нагревателя, на 500 °С превышающей температуру нагреваемой поверхности. Вместе с конструктивными проблемами при реализации такого метода нагрева возникают ограничения безопасности персонала, возможности перегрева анализируемой поверхности, сгорания пыли на поверхности нагревателя и др.

Радиационный разогрев не вызывает значительного возмущения воздушной среды около анализируемой поверхности. Кроме этого, радиационный разогрев может осуществляться дистанционно. Использование механизма нагрева поверхности непрерывным излучением для условий, приведенных в предыдущем примере, потребует разогрева излучающей поверхности до 400 °С, что, очевидно, имеет существенные ограничения, сходные со случаем нагрева за счет теплопроводности воздушного зазора.

Эффективность поверхностного радиационного разогрева может быть существенно повышена при использовании импульсного режима. Такой подход, например, используется в микроэлектронном производстве для импульсного отжига дефектов на поверхности полупроводниковых пластин. Источником такого излучения могут служить импульсные газоразрядные лампы, традиционно используемые в фототехнике и лазерной технике. При одиночном импульсе с высокой мгновенной мощностью можно осуществить разогрев тонкого приповерхностного слоя на достаточно большой поверхности за доли или единицы миллисекунд. Эффективность такого разогрева намного превышает аналогичные параметры при применении непрерывного радиационного разогрева, так как тепловой фронт в поверхности объекта за время воздействия проходит незначительное расстояние, при этом тонкий приповерхностный слой может быть разогрет до достаточно высокой температуры, обеспечивающей ускорение испарения следовых веществ, находящихся на поверхности. Например, при разогреве поверхности полистирола импульсом излучения длительностью 1 мс тепловой фронт за время воздействия пройдет на глубину всего несколько десятков микро метров, что при поглощенной энергии 1 Дж разогреет поверхность площадью 10 $см^2$ более чем на 60 °С.

Приведенная оценка была положена в основу создания пробоотборного устройства для обнаружения остаточных количеств химических веществ на руках человека и документах.

Импульсные газоразрядные лампы испускают свет в широком диапазоне длин волн от ультрафиолета (160 нм) до близкой инфракрасной области (3,5 мкм), ограничиваясь пропусканием материала баллона.

Степень нагрева существенно зависит от поглощения излучения исследуемой поверхностью. Оптические свойства поглощения в области видимого света для ткани человека определяются поглощением света гемоглобином и меланином. В поверхностных слоях кожи преимущественно поглощение идет в меланине – пигменте коричневого и черного цвета, определяющего окраску кожных покровов, волос, радужной оболочки глаз.

Более эффективен нагрев поверхности кожи рук человека термическим способом при контакте пальцев человека с нагреваемой поверхностью. Для этого создается импульсный сетчатый металлический нагреватель с малым шагом сетки, например 0,5 мм, и оптической прозрачностью 50 %. Исследуемая на следовые количества веществ поверхность пальца прижимается к такой сетке. В разрабатываемом устройстве сетка нагревается импульсом излучения газоразрядной лампы и контактно передает тепло коже пальцев человека. Оптическая прозрачность сетки обеспечивает эффективный отвод продуктов испарения с исследуемой поверхности.

Промежуточные носители отпечатков и документы идентификации личности, как правило, выполняются из плотной окрашенной бумаги. Для такого материала поглощение света при прохождении одного листа достигает 80 %. Это соответствует полному выделению в листе (обычно, толщиной 0,125 мм) до 40 % энергии падающего света. При поглощенной энергии 10 Дж участок листа бумаги плотностью 150 г/м^2 и площадью 10 см^2 разогреется более чем на 60 °С. Если эффективность генерации света лампой составляет 25 %, то для приведенного примера потребуется электрическая энергия вспышки 100 Дж. Данный параметр находится в области рабочих режимов широкой номенклатуры газоразрядных ламп. Поглощение света в пластике обложек, как показывают оценки, подобно поглощению в бумаге или более эффективно (за исключением прозрачных обложек). Таким образом, использование излучения импульсной газоразрядной лампы позволяет получить высокую эффективность при нагреве поверхности.

Структурная схема пробоотборного устройства для обнаружения следовых количеств химических веществ приведена на рис. 1. Исследуемый объект помещается на входную поверхность, выполненную в виде сетки с высокой прозрачностью и малой теплоемкостью. После размещения исследуемого объекта на входной сетке инициируется вспышка импульсных ламп, приводящая к быстрому разогреву поверхности исследуемого объекта и испарению частиц вещества.

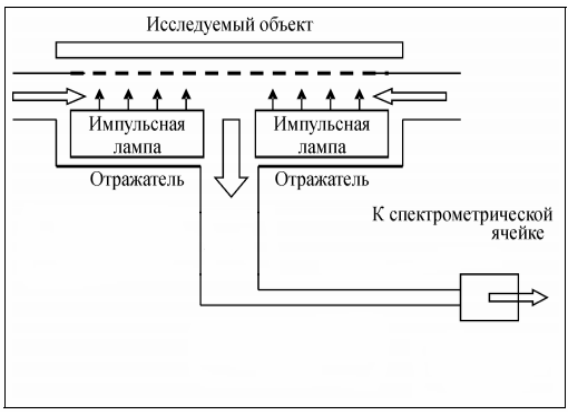


Рис. 1

Продукты испарения по газовому каналу транспортируются потоком воздуха в спектрометр ионной подвижности. Отражатель используется для увеличения мощности потока излучения, направляемого от ламп на исследуемый объект.

В разработанном пробоотборном устройстве для обнаружения следовых количеств химических веществ на пальцах человека и документах для нагрева исследуемых поверхностей используется импульсная газоразрядная лампа. Устройство конструктивно и программно согласовано с лабораторным спектрометром.

Список литературы

1. Буряков, И. А. Обнаружение паров взрывчатых веществ в воздухе с помощью спектрометра нелинейности дрейфа ионов / И. А. Буряков, Ю. Н. Коломиец, В. Б. Луппу // Журнал аналитической химии. – 2001. – Т. 56. – № 4. – С. 381–85.

2. Муравьева, С. И. Справочник по контролю вредных веществ в воздухе / С. И. Муравьева, Н. И. Казнина, Е. К. Прохорова. – М. : Химия, 1988. – 320 с.

3. Экспрессный газовый анализ в портативной технике антитеррора / В. М. Грузнов, М. Н. Балдин, И. А. Буряков, В. Г. Филоненко // Матер. Междунар. науч. конф. по военно-техническим проблемам, проблемам обороны и безопасности, использованию технологий двойного применения. – Минск, Республика Беларусь, 2003. – С. 135–136.

4. Русинов, М. М. Техническая оптика / М. М. Русинов. – М. : Машиностроение, 1979. – 167 с.

5. Трофимова, Т. И. Курс физики / Т. И. Трофимова. – М. : Высш. шк., 1990. – 478 с.

УСТРОЙСТВО КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ПРИЕМНИКА

И. С. Семенихин, Л. Н. Никитин (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394026, Воронеж, Московский пр-т, 14

Развитие современной радиотехнической промышленности накладывают необходимость в современном, своевременном и квалифицированном контроле модулей телевизионных приемников. В этой статье исследовано устройство контроля работоспособности модулей клавиатуры телевизионных приемников.

В настоящее время в связи с бурным развитием радиоэлектронной промышленности и, в частности, телевидения возникла необходимость быстрого, своевременного и качественного контроля модулей ТВ приемников [1, 3].

Предлагаемое устройство служит для контроля работоспособности модулей клавиатуры телевизоров марки «Ролсон».

Оно представляет собой модуль компараторов, модуль коммутаторов, модуль разъемов, модуль индикации и модуль источника питания. Эти модули заключены в металлический заземлений корпус, изготовленный из стали 10КП вырубкой, плита, на которую опирается данное устройство, также изготовляется вырубкой из стали Ст45. Массивность плиты объясняется необходимостью обеспечить устойчивость устройства на столе регулировщика.

Электронные модули выполнены на одностороннем фольгированном стеклотекстолите марки СФ-1-1.5 [2,3]. Печатные платы изготовляется по субтрактивной технологии, рисунок наносится сеточно-химическим методом. Установка электрорадиоэлементов (ЭРЭ) происходит вручную. При сборке данного устройства и его модулей необходимо соблюдать технику безопасности участка.

Питание данного устройства осуществляется от сети переменного тока напряжением 220 В, которое затем понижается трансформатором до уровня 15 В, затем выпрямляется диодным выпрямителем и стабилизируется.

Характеристики устройства:

габаритные размеры – не более 230×190×170 мм;

число видов проверяемых модулей – 5;

условия работы – общезаводские условия цеха;

масса – не более 5,6 кг.

Принцип работы предлагаемого устройства заключается в прохождении электрического импульса через модуль компараторов (МК) и коммутаторов (К) и его последующее отображение в виде свечения светодиода, соответствующего нажатой клавише на проверяемом модуле клавиатуры. Пределы напряжения соответствующие нажатой клавише определяются резисторным делителем, который имеется на самом МК и на модуле К. Если выходное напряжение с МК лежит в заданных пределах, то, пройдя через компаратор, оно увеличивается, затем поступает на коммутатор с инверсным выходом, и с него низкий уровень подается на катод светодиода, который отпирается и излучает свет. В противном случае на катод светодиода подается высокий уровень, и он запирается.

Выбор типа проверяемого модуля осуществляется с помощью галетного переключателя, который включает определенный коммутатор.

Далее приведена функциональная схема устройства для контроля работоспособности модулей клавиатуры телевизионного приемника (рис. 1) [4].

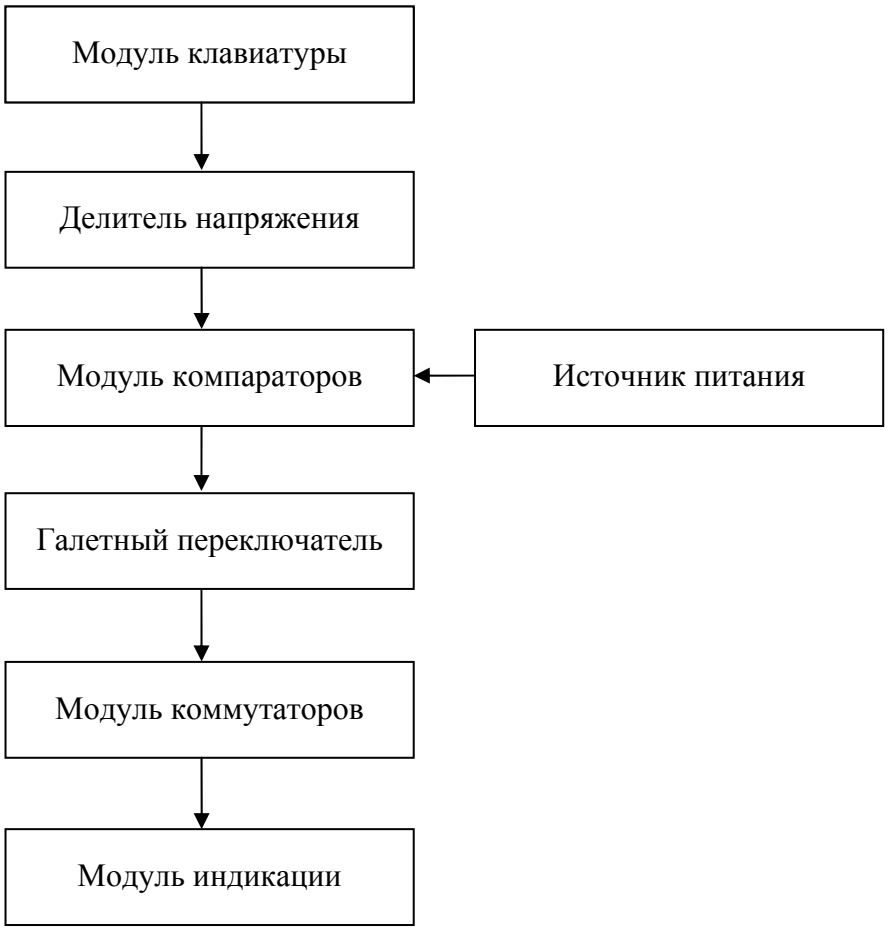


Рис. 1. Функциональная схема устройства для контроля работоспособности ТВ приемника

Данное устройство для контроля параметров телевизионного приемника позволяет значительно снизить производственный брак модулей клавиатуры. Он построен на простых, дешевых ЭРЭ, имеет низкую себестоимость, прост в обращении и обслуживании, а также ремонтопригоден. Изготавливается по самым распространенным и доступным технологиям.

Список литературы

1. Мироненко, В. М. Телевидение / В. М. Мироненко, М. Е. Иванов. – М. : Наука и жизнь, 1993. – 253 с.

2. Ламекин, В. Ф. Видеотехника / В. Ф. Ламекин. – Ростов н/Д. : Изд-во «Феникс», 1997.

3. Телевидение : учеб. для вузов / В. Е. Джакония, А. А. Гоголь, Н. А. Ерганжиев и др. – М. : Радио и связь, 1999. – 720 с.

4. Телевидение : учеб. пособие для вузов / Р. Е. Быков и др. – М. : Высш. шк.. 1988. – 248 с.

СИСТЕМА СПОРТИВНОГО ХРОНОМЕТРАЖА ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ СОРЕВНОВАНИЙ ПО СКАЛОЛАЗАНИЮ

Р. В. Чеханацкий, Ф. Г. Зограф (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: fedor-zograf@ya.ru

В предлагаемой системе за счет применения радиоканала для организации связи между блоками старта, фальстарта и блоком хронометража устранен ряд недостатков присущих проводным системам. Приведены общие соображения по решению ряда концептуальных вопросов возникающих при построении радиосистем подобного типа и вытекающих непосредственно из постановки задачи.

Сегодня на российском рынке представлены системы хронометража для различных видов спорта разной комплектации и разных производителей. Все системы хронометража решают одни и те же задачи: сбор информации, анализ, обработка, хранение и визуализация результатов с помощью мониторов, табло и т. п. Но разные системы хронометража решают такие задачи с разной эффективностью, оперативностью и удобством для судейской бригады, оператора и зрителей. Такой вид спорта, как скалолазание, остался далеко позади по техническим характеристикам систем измерения времени.

Специфика организации системы хронометража в скалолазании, заключается в том, что точки старта и финиша разнесены между собой по вертикали, на расстояние от 10 до 50 м и более (при проведении соревнований на естественном рельефе).

В настоящее время для проведения соревнований по скалолазанию, в России, используется комплект аппаратуры фирмы ООО «е-Спорт», предназначенный для измерения и отображения времен прохождения спортсменами трасс в лазании на скорость. Отсчет времени ведется параллельно для двух трасс и запускается по сигналу стартового устройства. Остановка отсчета времени для каждой из двух трасс осуществляется в момент срабатывания соответствующей финишной кнопки. Измеренные времена отображаются в блоке индикации. На рис. 1 приведены алгоритм и схема, поясняющие работу подобной системы хронометража, в приведенном примере показан проводной вариант реализации системы.

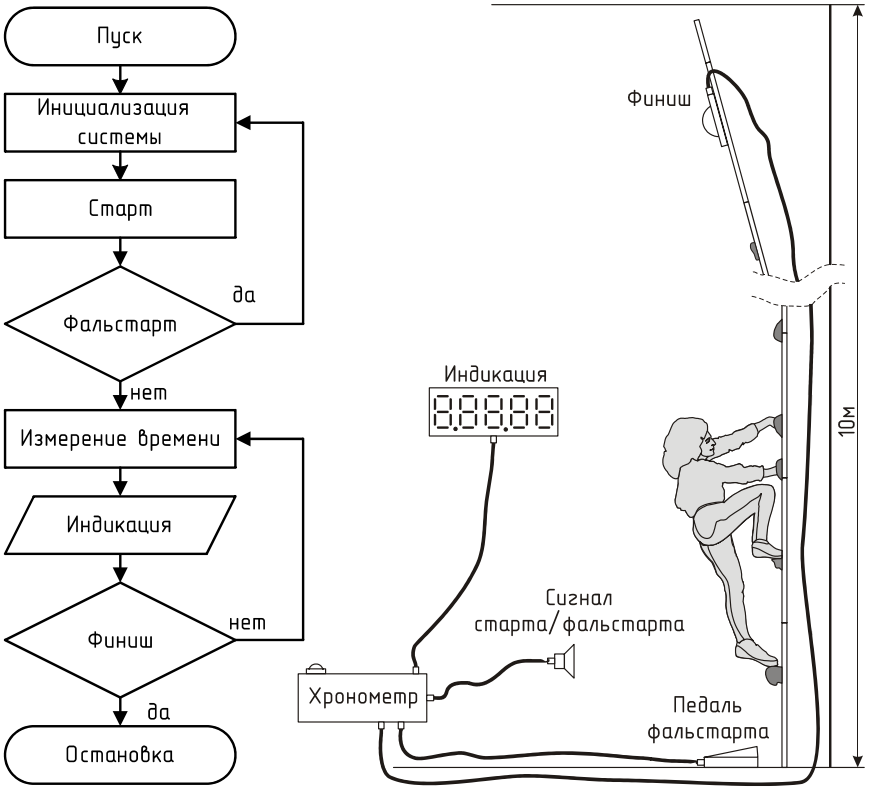


Рис. 1. Алгоритм работы и схема системы спортивного хронометража для проведения соревнований по скалолазанию

Использование проводных каналов для организации связи между отдельными блоками имеет ряд недостатков. Наличие проводной связи затрудняет монтаж системы на искусственном рельефе (скалолазном тренажере) и делает практически невозможным эксплуатацию системы при проведении соревнований на естественном рельефе. Всего требуется более 200 м кабеля, что увеличивает громоздкость и снижает мобильность, кроме того использование для связи между отдельными блоками проводных линий понижает надежность работы системы в целом, т. к. в ходе эксплуатации возможны обрывы и передавливание кабеля.

В предлагаемом техническом решении указанные выше недостатки устранены за счет применения радиоканала для передачи сигналов финиша и фальстарта. Использование беспроводной связи позволит упростить монтаж, повысит надежность, мобильность и уменьшит громоздкость всей системы.

Применение беспроводной связи для организации каналов финиша и фальстарта, ставит ряд вопросов, которые необходимо решить для реализации системы. Разработка радиоканала включает выбор частоты, конкретной реализации радиомодуля и алгоритма его работы с учетом требований пониженного энергопотребления. Система должна обеспечивать измерение времени одновременного прохождения трасс двумя спортсменами, следовательно, необходимо выбрать способ разделения каналов. Поскольку отсутствует проводная связь, для питания радиомодулей блоков финиша и фальстарта требуется разработка устройства питания способного обеспечить автономную работу в течении заданного времени.

Структурная схема предлагаемого технического решения представлена на рис. 2.

Система выполнена в виде отдельных блоков объединяемых с помощью беспроводных (радиоканалов) и проводных линий связи, и имеет два канала, соответствующие двум трассам, т. о. система измеряет время прохождения трасс одновременно двух спорт-

сменов. Назначение одинаковых блоков разных каналов идентично. Блок коммутации и хронометража генерирует сигнал старта, производит измерение времени, отвечает за коммутацию и синхронизацию всех блоков. Блок фальстарта конструктивно представляет собой платформу с подпружиненной кнопкой, в случае если спортсмен сходит с платформы непосредственно перед стартом, вырабатывается сигнал, по которому определяется наличие фальстарта, если его нет, то запускается хронометр. Сигнал с блока финиша останавливает хронометр. Блок индикации отображает время хронометра, он подключается с помощью кабеля к блоку коммутации и хронометража.

Алгоритм работы системы следующий: после включения, радиомодули блоков финиша и фальстарта обоих каналов работают каждый на своей частоте, блок коммутации последовательно обменивается служебной информацией с блоками финиша и фальстарта, переводя радиомодули блоков в режим приема на соответствующие канальные частоты f_1 и f_2. После подачи команды «старт», блок коммутации делает запрос на блоки фальстарта и в случае если фальстарт не зафиксирован, подается звуковой сигнал старта и одновременно начинается отсчет времени, после чего радиомодуль блока коммутации переходит в режим приема в ожидании сигнала с блока финиша. Получив сигнал «финиш», блок коммутации останавливает хронометраж в соответствующем канале. Радиомодули блоков финиша и фальстарта находиться в активном режиме на время передачи сигнала «финиш» и «фальстарт» соответственно, а также при необходимости обмена служебной информацией, например во время инициализации системы, после включения или во время контрольных проверок готовности в процессе работы.

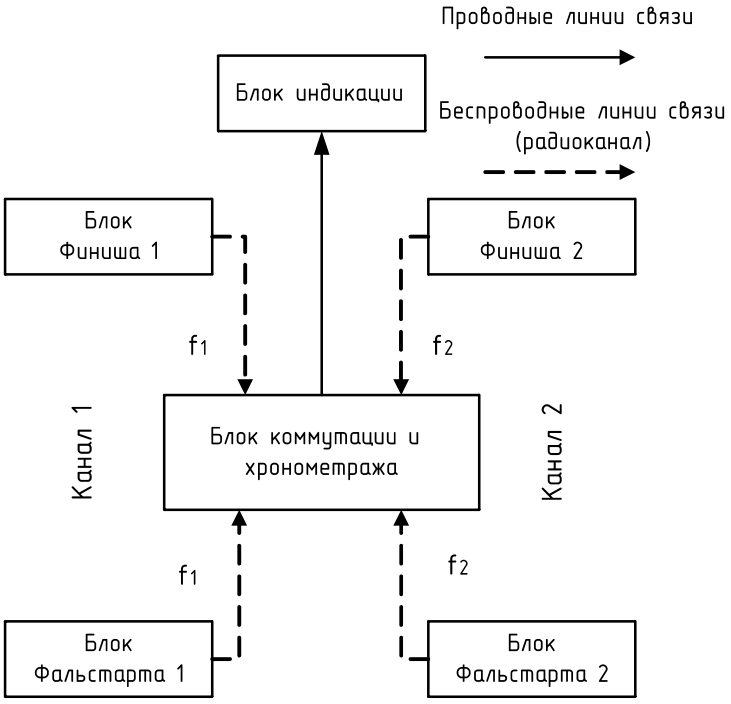


Рис. 2. Структурная схема системы измерения спортивного хронометража

Для построения радиоканалов выбран радиочастотный диапазон 433 МГц, РЭС данного диапазона, предназначенные для сбора данных и имеющие мощность излучения передатчика до 10 мВт, не подлежат регистрации. Альтернативой принятого решения является использование радиочастот диапазона 868 МГц, однако, с уменьшением рабочей частоты снижается пространственное затухание радиоволн, что позволяет при одинаковой мощности излучения передатчика получить большую дальность связи на частоте 433 МГц по сравнению с частотой 868 МГц. Кроме того, на низких частотах выше КПД передатчи-

ков, т. е. меньше потребление энергии от источника питания при одинаковой мощности излучения передатчика.

Практически, радиоканалы системы реализованы на стандартных радиомодулях XM1205 фирмы Semtech (Xemics) построенных на основе интегрального трансивера XE1205. Данный радиомодуль предназначен для применения в диапазонах 433 МГц, 868 МГц, тип модуляции – CPFSK (частотная манипуляция без разрыва фазы), режим работы – полудуплексный скорость передачи – до 152,3 кБит/с, дальность связи в помещении – 50 м, дальность связи на открытом пространстве – 350 м, размеры модуля 1,8×3 см. Основным критерием при выборе данного радиомодуля послужило низкое потребление устройства в режиме приема – 14 мА. Устройство питания блоков финиша и фальстарта однотипно и представляет собой повышающий импульсный преобразователь (DC/DC – конвертер), выполненный на базе высокоэффективных ИС фирмы Maxim. КПД преобразователя составляет порядка 86 %, при использовании двух последовательно соединенных аккумуляторов типа AAA (1000 мА/ч, 1,2 В), при среднем токе потребления 25 мА и с учетом понижения КПД с разрядом аккумуляторов, такой преобразователь способен обеспечить работу блока в течение более 48 часов.

В системе используется частотное разделение каналов, что допускает использование одного радиомодуля для контроля обоих каналов, задержка в канале передачи при этом складывается из времени передачи элементарного сообщения «финиш» – зависит от выбранной скорости передачи данных, при 150 кБит/с – менее 100 мкс, и времени переключения приемника между каналами – не более 250 мкс (для XE1205), т. е. суммарная задержка не превысит 500 мкс, при заданной точности измерения времени 1/100 с и принимая во внимание, что задержка передачи будет практически одинакова в обоих каналах задержкой в 500 мкс можно пренебречь. При повышении требований к точности хронометража, например до 1/1000 с, возможен переход на аппаратное разделение каналов, т. е. использование двух радиомодулей в блоке коммутации или переход на более высокую частоту несущей, что, однако влечет выход за пределы частотных диапазонов, не требующих лицензирования, уменьшение дальности связи и повышение требований к питанию.

Секция «СВЧ-ТЕХНОЛОГИИ, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА»

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ЭФФЕКТА ХОЛЛА НА ПАРАМЕТРЫ ЩЕЛЕВОЙ И КОПЛАНАРНОЙ СТРУКТУРЫ, ИСПОЛЬЗУЕМОЙ ДЛЯ ВОЗБУЖДЕНИЯ ВОЛН ГЕЛИКОНОВОГО ТИПА

С. А. Корнейчук, Ю. П. Саломатов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: korserganat@yandex.ru

Произведен анализ влияния эффекта Холла на параметры щелевой и копланарной структуры возбуждающих волны геликонового типа. Показана возможность искусственного управления данным эффектом.

Анализ возбуждения волн геликонового типа при помощи щелевой и копланарной структур был проделан в [1] и [2]. При анализе исходным уравнением являлось уравнение Гельмгольца

$$\nabla^2 \dot{\vec{E}} + \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 \|\varepsilon\| \dot{\vec{E}} = \frac{i}{\omega \varepsilon_0 \|\varepsilon\|} \operatorname{grad} \operatorname{div} \dot{\vec{j}}_э + i\omega\mu_0 \dot{\vec{j}}_э , \qquad (1)$$

где μ_0 – магнитная постоянная; ε_0 – электрическая постоянная; $\vec{j}_э$ – плотность электрического тока.

Тензор диэлектрической проницаемости определяется из соотношения [5]

$$\|\varepsilon\| = \begin{Vmatrix} \varepsilon_{xx} & \varepsilon_{xy} & 0 \\ \varepsilon_{yx} & \varepsilon_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{zz} \end{Vmatrix}, \qquad (2)$$

где $\varepsilon_{xx}=\varepsilon_{yy}=1-\frac{\omega_p^2(\omega - i\nu)}{\omega\left[(\omega - i\nu)^2 - \omega_c^2\right]}$, $\varepsilon_{xy}=-\varepsilon_{yx}=-i\frac{\omega_p^2\omega_c}{\omega\left[(\omega - i\nu)^2 - \omega_c^2\right]}$, $\varepsilon_{zz}=1-\frac{\omega_p^2}{\omega(\omega - i\nu)}$; ν – частота столкновения; ω_p – плазменная частота; ω_c – циклотронная частота.

Плотность тока дрейфа определялась из соотношения [1]

$$\frac{d\dot{\vec{j}}_э}{dt} = \frac{q^2 n}{m_e}\dot{\vec{E}} + \frac{q}{m_e}\left[\dot{\vec{j}}_э, \dot{\vec{B}}\right] - \frac{\dot{\vec{j}}_э}{\tau}. \qquad (3)$$

Из (3) для случая малого гармонического сигнала можно получить [5]

$$\dot{\vec{j}}_э = qn\mu \frac{\dot{\vec{E}} + \mu\dot{\vec{E}} \times \dot{\vec{B}}_0 + \mu^2 \dot{\vec{B}}_0 \left(\dot{\vec{B}}_0, \dot{\vec{E}}\right)}{1 + \mu^2 \dot{\vec{B}}_0^2}, \qquad (4)$$

откуда из известного соотношения $\vec{j}_э = qn\vec{V}$ получаем

$$\dot{\vec{V}} = \mu \frac{\dot{\vec{E}} + \mu \dot{\vec{E}} \times \dot{\vec{B}}_0 + \mu^2 \dot{\vec{B}}_0 \left(\dot{\vec{B}}_0, \dot{\vec{E}} \right)}{1 + \mu^2 \dot{\vec{B}}_0^2}. \tag{5}$$

В двухмерном случае (плоскость Oxy) для геликоновой волны используем следующее уравнение относительно $\dot{E}_x$ и $\dot{E}_y$ [1] и [2]:

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial^2 \dot{E}_x}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \dot{E}_x}{\partial y^2} \\ \frac{\partial^2 \dot{E}_y}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \dot{E}_y}{\partial y^2} \end{pmatrix} + \omega \mu_0 \varepsilon_0 \begin{pmatrix} \varepsilon_{xx} \dot{E}_x + \varepsilon_{xy} \dot{E}_y \\ \varepsilon_{yx} \dot{E}_x + \varepsilon_{yy} E_y \end{pmatrix} = \frac{i}{\omega \varepsilon_0 |\varepsilon|} \left\{ \alpha_1 \begin{pmatrix} \varepsilon_{yy}\varepsilon_{zz} \left(\frac{\partial^2 \dot{E}_x}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \dot{E}_y}{\partial x \partial y} \right) - \varepsilon_{xy}\varepsilon_{zz} \left(\frac{\partial^2 \dot{E}_x}{\partial y \partial x} + \frac{\partial^2 \dot{E}_y}{\partial y^2} \right) \\ -\varepsilon_{yx}\varepsilon_{zz} \left(\frac{\partial^2 \dot{E}_x}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \dot{E}_y}{\partial x \partial y} \right) + \varepsilon_{xx}\varepsilon_{zz} \left(\frac{\partial^2 \dot{E}_x}{\partial y \partial x} + \frac{\partial^2 \dot{E}_y}{\partial y^2} \right) \end{pmatrix} + \right.$$

$$\left. + \alpha_2 B_z \begin{pmatrix} \varepsilon_{yy}\varepsilon_{zz} \left(\frac{\partial^2 \dot{E}_y}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 \dot{E}_x}{\partial x \partial y} \right) - \varepsilon_{xy}\varepsilon_{zz} \left(\frac{\partial^2 \dot{E}_y}{\partial y \partial x} - \frac{\partial^2 \dot{E}_x}{\partial y^2} \right) \\ -\varepsilon_{yx}\varepsilon_{zz} \left(\frac{\partial^2 \dot{E}_y}{\partial x^2} - \frac{\partial \dot{E}_x}{\partial x \partial y} \right) + \varepsilon_{xx}\varepsilon_{zz} \left(\frac{\partial^2 \dot{E}_y}{\partial y \partial x} - \frac{\partial^2 \dot{E}_x}{\partial y^2} \right) \end{pmatrix} \right\} + i\omega\mu_0 \left\{ \alpha_1 \begin{pmatrix} \dot{E}_x \\ \dot{E}_y \end{pmatrix} + \alpha_2 B_z \begin{pmatrix} \dot{E}_y \\ -\dot{E}_x \end{pmatrix} \right\}, \tag{6}$$

где $\alpha_1 = \dfrac{qn\mu}{1 + \mu^2 \dot{\vec{B}}_0^2}$, $\alpha_2 = \alpha_1 \mu$, $|\varepsilon| = \varepsilon_{zz} \left(\varepsilon_{yy}\varepsilon_{xx} - \varepsilon_{yx}\varepsilon_{xy} \right)$.

Для нахождения $\dot{H}_x$ и $\dot{H}_y$ можно воспользоваться системами скалярных уравнений [1] и [2]

$$\left.\begin{aligned} \beta_p \dot{H}_y &= \omega \varepsilon_0 \left(\varepsilon_{xx} \dot{E}_x - i\varepsilon_{xy} \dot{E}_y \right) \\ \beta_p \dot{H}_x &= -\omega \varepsilon_0 \left(i\varepsilon_{xy} \dot{E}_x + \varepsilon_{xx} \dot{E}_y \right) \\ \beta_p \dot{E}_y &= -\omega \mu_0 \dot{H}_x \\ \beta_p \dot{E}_x &= \omega \mu_0 \dot{H} \end{aligned}\right\}, \tag{7}$$

где β_p – фазовая постоянная плоской волны в плазме, определяемая соотношением

$$\beta_p = \pm \omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 (\varepsilon_{xx} \pm \varepsilon_{xy})}.$$

Для нахождения вектора Пойнтинга щелевой и копланарной структуры в [1] и [2] использовалось известное соотношение

$$\dot{\vec{S}} = \frac{1}{2} \left[\dot{\vec{E}}, \vec{H}^* \right], \tag{8}$$

Для расчета характеристического сопротивления среды использовалось стандартное соотношение

$$\dot{Z}_t = \frac{\left| \dot{\vec{E}}_\perp \right|}{\left| \dot{\vec{H}}_\perp \right|} = \frac{\sqrt{\dot{E}_x^2 + \dot{E}_y^2}}{\sqrt{\dot{H}_x^2 + \dot{H}_y^2}}. \tag{9}$$

Если по подложки протекает электрический ток, и она помещена в однородное магнитное поле, направленное по оси *z*, то электрические заряды, движением которых обусловливается ток, будут испытывать добавочную силу [3]. Эта добавочная сила будет отклонять ток по направлению оси *y*; струя электронов будет «бить» в передний край пластинки и вызывать там накопление отрицательных зарядов. Этот процесс будет продолжаться до тех пор, пока результирующая сила поля накопившихся отрицательных зарядов и поля избытка положительных зарядов не уравновесит возникшей добавочной силы. Это явление известно как эффект Холла.

Как отмечено в [4], уравнение (3) представляет собой обобщенный закон Ома в котором к обычной компоненте электрического поля добавлено электрическое поле Холла.

Из сказанного следует, что при анализе щелевой и копланарной структуры возбуждения геликоновых волн учитывается влияние возникающего, при приложении постоянного магнитного поля, эффекта Холла.

Для того чтобы увидеть какое влияние, в нашем случае, оказывает эффект Холла на возбуждаемую волну геликонового типа введем перед полем Холла некоторый дополнительный множитель p изменяя который можно отслеживать изменение всех величин характеризующих возникающую волну, т. е. перепишем уравнение (3) в виде

$$\frac{d\vec{j}_э}{dt} = \frac{q^2 n}{m_e}\vec{\mathrm{E}} + p\frac{q}{m_e}\left[\vec{j}_э, \vec{\mathrm{B}}\right] - \frac{\vec{j}_э}{\tau}. \qquad (10)$$

Смысл введения, *p* заключается в проверки возможности искусственного управления данным эффектом.

Уравнение (3) использовалось при выводе (5) [5] и при выводе компонент тензора диэлектрической проницаемости замагниченной плазмы [6]. Для того чтобы учесть введенный в (10) коэффициент *p* необходимо как следует из [6] в компонентах тензора (2) заменить ω_c на $p\omega_c$ и как следует из [5] уравнение (5) заменить уравнением

$$\dot{\vec{j}}_э = qn\mu\frac{\dot{\vec{\mathrm{E}}} + p\mu\dot{\vec{\mathrm{E}}}\times\dot{\vec{\mathrm{B}}}_0 + p^2\mu^2\dot{\vec{\mathrm{B}}}_0\left(\dot{\vec{\mathrm{B}}}_0, \dot{\vec{\mathrm{E}}}\right)}{1 + p^2\mu^2\dot{\vec{\mathrm{B}}}_0^2}. \qquad (11)$$

Результаты расчетов показали возможность искусственного управления описанным эффектом, но для достижения заметного влияния необходимо достаточно большие значения параметра *p*, что приводит к некоторым трудностям при его практической реализации.

Список литературы

1. Конюшко, С. В. Характеристические уравнения для расчета параметров геликоновых волн, распространяющихся в замагниченной плазме полупроводника / С. В. Конюшко, С. А. Корнейчук // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. – Красноярск : ИПК СФУ, 2008.

2. Корнейчук, С. А. Особенности расчета копланарной структуры возбуждения волн геликонового типа в замагниченной плазме полупроводника / С. А. Корнейчук // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. – Красноярск : ИПК СФУ, 2009.

3. Тамм, И. Е. Основы теории электричества / И. Е. Тамм. – М., 1957.

4. Максфилд, Б. Геликоны в твердых телах / Б. Максфилд. – УФН. – Т. 103. – Вып. 2. – 1971.

5. Пожела, Ю. К. Плазма и токовые неустойчивости в полупроводниках / Ю. К. Пожела. – М. : Наука, 1977.

6. Марков, Г. Т. Возбуждение электромагнитных волн / Г. Т. Марков, А. Ф. Чаплин. – М. : Энергия, 1967.

СПОСОБ УМЕНЬШЕНИЯ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ В ФИЛЬТРЕ НА ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ

Я. Ф. Бальва*, А. Н. Беккер, Ф. Г. Сухин*, А. М. Сержантов (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
**Институт Физики им. Л. В. Киренского СО РАН*
660036, Красноярск, Академгородок
E-mail: slava-saa@krastalk.ru

Предложен способ подавления взаимодействия между полосковыми резонаторами на подвешенной подложке, позволяющий существенно уменьшить размеры узкополосных фильтров на их основе. С использованием предложенного способа разработана конструкция миниатюрного фильтра, произведено сравнение его расчетных и экспериментальных характеристик.

Как известно, использование полосковых структур на подвешенных подложках позволяет создавать миниатюрные полосовые фильтры метрового и дециметрового диапазонов длин волн [1, 2]. Однако сравнительно сильное взаимодействие между резонаторами таких фильтров приводит к тому, что при конструировании узкополосных устройств приходится делать расстояния между проводниками значительными, что ведет к увеличению размеров фильтров. В настоящей работе предлагается способ подавления взаимодействия между резонаторами, заключающийся в нанесении между ними дополнительных, короткозамкнутых на обоих концах, полосковых проводников.

На рис. 1 показана конструкция исследуемого двухзвенного фильтра. Каждый из его резонаторов, как и в конструкции фильтра [1], образован двумя полосковыми проводниками *1*, *2* и *5*, *6*, расположенными на противоположных сторонах подложки строго напротив друг друга, причем каждый из проводников замкнут на экран одним концом на противоположных краях подложки. Резонаторы находятся на расстоянии S друг от друга. Принципиальным отличием от фильтра-прототипа [1] является наличие между резонаторами дополнительных полосковых проводников *3*, *4*, заземленных на экран с обоих концов. Благодаря этим проводникам происходит частичная экранировка полей резонаторов друг от друга и существенное ослабление взаимодействия между ними.

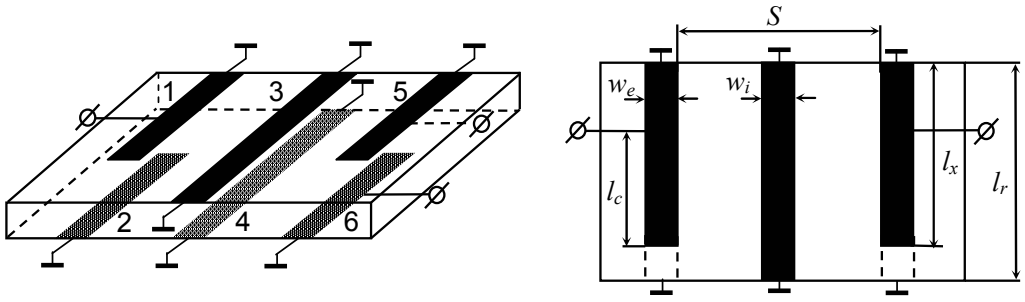


Рис. 1. Конструкция полоскового фильтра на подвешенной подложке

Подложка фильтра с диэлектрической проницаемостью ε, имеющая толщину h_d, «подвешивается» в металлическом корпусе-экране на одинаковом расстоянии h_a от верхнего и нижнего экранов. Проводники *1*, *2* и *5*, *6* имеют одинаковую длину l_x и ширину w_e, в то время как проводники *3*, *4* имеют длину l_r и ширину w_i. Резонаторы кондуктивно подключены к внешним линиям передачи с волновым сопротивлением 50 Ом на расстоянии l_c от концов полосковых проводников. В такой конструкции возможны два варианта подключения внешних линий: смежное (к проводникам *1* и *5*) и диагональное (к *1* и *6*).

Численный анализ рассматриваемых конструкций проводился на одномерных моделях, состоящих из последовательно соединенных регулярных отрезков связанных полосковых линий, параметры которых вычислялись в квазистатическом приближении.

На рис. 2 сплошной линией показаны рассчитанные амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) исследуемого фильтра без потерь при диагональном, а точками – при смежном подключении подводящих линий. Фильтры настраивались на центральную частоту f_0 = 100 МГц при следующих конструктивных параметрах: ε = 80, h_d = 0,5 мм, h_a = 5 мм, w_i = w_e = 2 мм, S = 4,3 мм, l_r = 44,2 мм, l_x = 43,2 мм. Здесь же штрихпунктирной линией изображена АЧХ фильтра без дополнительных проводников *3* и *4*. Видно, что ширина полосы пропускания исследуемого фильтра примерно в четыре раза меньше, чем у фильтра-прототипа при тех же конструктивных параметрах. Это означает, что в случае реализации узкополосных фильтров габаритные размеры предлагаемой конструкции будут существенно меньше. Кроме того, важным преимуществом является наличие двух полюсов затухания, расположенных симметрично по обе стороны от полосы пропускания, которые улучшают частотно-селективные свойства фильтра.

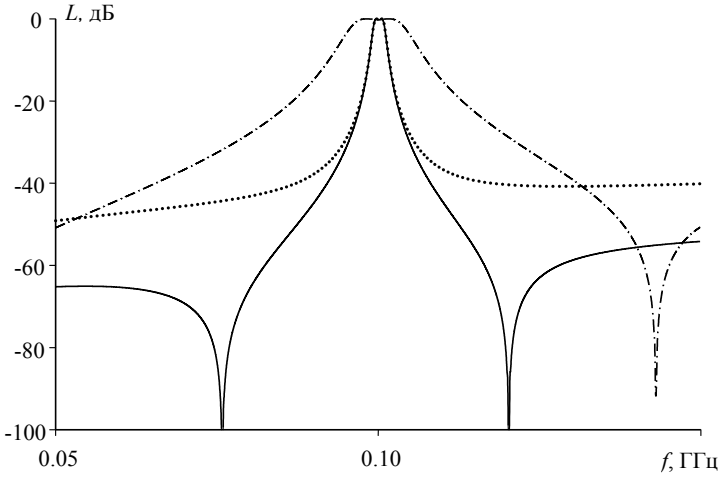


Рис. 2. АЧХ исследуемого двухзвенного полоскового фильтра

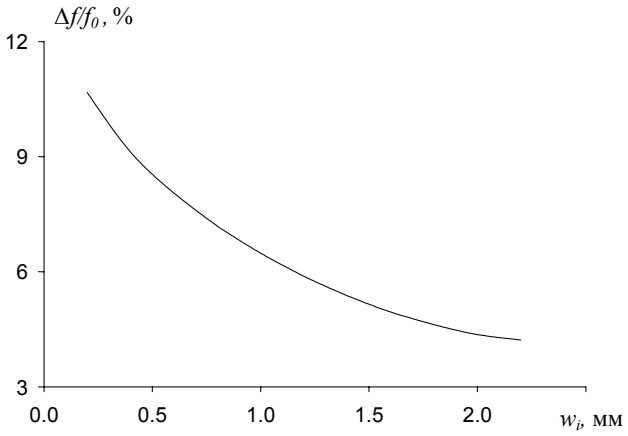


Рис. 3

На рис. 3 представлена зависимость относительной ширины полосы пропускания двухзвенного фильтра от ширины полосковых «экранирующих» проводников w_i при фиксированных остальных конструктивных параметрах: h_a = 5 мм, w_e = 2 мм, S = 3,4 мм. В ходе этого исследования были также зафиксированы диэлектрическая проницаемость под-

ложки ε = 80 и ее толщина h_d = 0,5 мм. Изменением длины резонаторов центральная частота первой полосы пропускания фильтра для определенности настраивалась на 100 МГц, а изменением точек кондуктивного подключения внешних линий максимальный уровень отражений в полосе пропускания настраивался на – 14 дБ. Видно, что увеличение ширины «экранирующих» проводников приводит к монотонному уменьшению относительной ширины полосы пропускания устройства, что свидетельствует об уменьшении взаимодействия резонаторов с ростом ширины «экранирующих» проводников *3*, *4*.

Был изготовлен макет четырехзвенного фильтра метрового диапазона длин волн с диагональным подключением внешних линий передачи на подложке из керамики с ε = 80 толщиной h_d = 0,5 мм. На рис. 4 показана рассчитанная (сплошная линия) и измеренная (точки) АЧХ прямых потерь и потерь на отражение изготовленного фильтра.

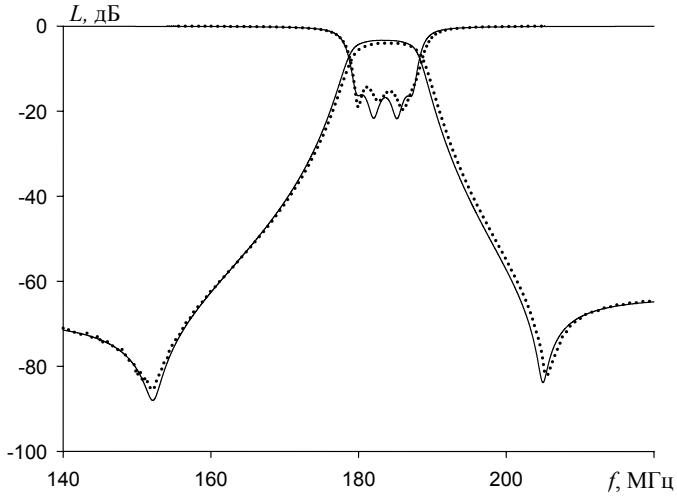


Рис. 4. Рассчитанные (линии) и измеренные (точки) АЧХ четырехзвенного фильтра

Топология проводников фильтра была получена параметрическим синтезом для центральной частоты полосы пропускания f_0 = 185 МГц и ее относительной ширины $\Delta f/f_0$ = 4 %. При этом конструктивные параметры настроенного устройства были следующими: ширина проводников резонаторов 2 мм, их длина l_x = 26 мм, длина резонаторов l_r = 30 мм и расстояние между ними S = 3,5 мм, ширина внутренних «экранирующих» проводников 1,5 мм, внешних 1 мм, расстояние до верхнего и нижнего экрана от поверхностей подложки h_a = 5 мм. Внутренние габариты корпуса фильтра составили 11х26х30 мм^3. Видно хорошее совпадение рассчитанных и измеренных амплитудно-частотных характеристик.

Таким образом, предложен способ подавления взаимодействия между полосковыми резонаторами на подвешенной подложке, позволяющий существенно уменьшить размеры узкополосных фильтров на их основе. Такие фильтры могут найти применение в системах связи, радиолокации, в специальной радиоаппаратуре, где предъявляются высокие требования одновременно к миниатюрности и частотно-селективным свойствам.

Список литературы

1. Беляев Б. А., Лексиков А. А., Тюрнев В. В., Казаков А. В. Патент РФ № 2237320, БИ № 27, 2004.

2. Беляев Б. А., Бальва Я. Ф., Лексиков А. А., Сержантов А. М., Сухин Ф. Г. Изв. ВУЗов. – 2008. – № 9/2. – С. 146–149.

ИНТЕГРАЛЬНОЕ УРАВНЕНИЕ ХАЛЛЕНА ДЛЯ ГОРИЗОНТАЛЬНОГО СИММЕТРИЧНОГО ВИБРАТОРА, РАСПОЛОЖЕННОГО В ДВУХСЛОЙНОЙ СРЕДЕ

А. А. Гайсин, Ю. П. Саломатов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
Россия, 660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: aleks300178@mail.ru, salomatov@ire.krgtu.ru

Обобщено интегральное уравнение Халлена для распределения тока в горизонтальном симметричном вибраторе, расположенном вблизи границы раздела двух сред.

Расчет распределения тока в вибраторе является одной из основных задач антенной техники. Точное распределения тока в тонком симметричном вибраторе первым получил Халлен. Он показал, что ток может быть найден путем решения интегрального уравнения, называемого теперь в литературе интегральным уравнением Халлена. Для тонкого симметричного идеально проводящего вибратора, находящегося в свободном пространстве и ориентированного вдоль оси x декартовой системы координат, интегральное уравнение Халлена можно записать в следующем виде [1]:

$$\int_{-l}^{l} I_x(x') \frac{e^{-ik_2\sqrt{(x-x')^2+a^2}}}{\sqrt{(x-x')^2+a^2}} dx' = C\cos kx - \frac{i2\pi V}{W}\sin k_2|x|, \qquad (1)$$

где $I(x')$ – функция распределения тока вдоль оси вибратора; V – ЭДС идеального генератора напряжения с нулевым внутренним сопротивлением; l – длина плеча вибратора; a – радиус вибратора, $a << l$; k_2 – волновое число в воздухе, $k_2 = 2\pi/\lambda$, λ – длина волны; W – волновое сопротивление вакуума, $W = 120\pi$ Ом; C – неизвестная постоянная.

Интегральное уравнение Халлена не имеет строго решения в аналитическом виде. Одним из распространенных методов решения этого уравнения является метод согласования в точках (метод коллокации), являющийся одной из разновидностью проекционных методов, сводящих решение интегрального уравнения к решению системы алгебраических уравнений. Не смотря на отсутствие строгого решения в аналитическом виде для тонкого вибратора, может быть получено приближенное решение в аналитическом виде. Полученное решение показывает, что распределение тока в тонком симметричном вибраторе носит синусоидальный характер [2].

Рассмотрение вибратора в свободном пространстве является физической идеализацией, упрощающей решение задачи. Если горизонтальный вибратор расположен в двухслойной среде, например в воздухе над землей на высоте h, то распределение тока в вибраторе сложным образом зависит от свойств земли и высоты расположении вибратора над землей. В работе [3] показано, что если $h/\lambda \le 0{,}25$ и модуль волнового числа в земле $|k_1|$ много больше волнового числа в воздухе k_2, то распределение тока носит синусоидальный характер. Таким образом, в первом приближении ток в вибраторе имеет синусоидальное распределение, если вибратор расположен вблизи земли или очень далеко от нее. В остальных случаях необходимо строгое решение задачи распределения тока в вибраторе.

Нить тока в вибраторе, расположенном в свободном пространстве и ориентированным вдоль оси x, создает только x-компоненту векторного электродинамического потенциала. Нить тока в горизонтальном вибраторе, расположенном над землей на высоте h и ориентированном вдоль оси x, кроме x-компоненты A_x создает еще и z-компоненту A_z векторного потенциала на поверхности вибратора. Эти компоненты в тонкопроволочном приближении могут быть выражены следующими формулами [4]:

$$A_x(x,a,z)=\frac{\mu_0\mu}{4\pi}\int_{-l}^{l}I(x')\frac{e^{ik_2\sqrt{(x-x')^2+a^2}}}{\sqrt{(x-x')^2+a^2}}dx'+\frac{\mu_0\mu}{4\pi}\int_{-l}^{l}I(x')\int_0^{\infty}\frac{\eta_2-\eta_1}{\eta_2+\eta_1}\frac{e^{-\eta_2(h+z)}}{\eta_2}J_0\left(\sqrt{(x-x')^2+a^2}\rho\right)\rho d\rho dx', \quad (2)$$

$$A_z(x,a,z)=\frac{\partial}{\partial x}g(x,a,z);\quad g(x,a,z)=\frac{\mu_0\mu}{4\pi}\int_{-l}^{l}I(x')2\left(k_1^2-k_2^2\right)\int_0^{\infty}\frac{e^{-\eta_2(h+z)}J_0\left(\sqrt{(x-x')^2+a^2}\rho\right)\rho d\rho}{\left(\eta_2+\eta_1\right)\left(\eta_2k_1^2+\eta_1k_2^2\right)}dx', \quad (3)$$

где $\eta_2=\sqrt{\rho^2-k_2^2}$; $\eta_1=\sqrt{\rho^2-k_1^2}$; J_0 – функция Бесселя первого рода нулевого порядка, μ_0 – магнитная проницаемость вакуума, $\mu_0=4\pi\cdot10^{-7}$ Гн/м; μ – магнитная проницаемость среды, для воздуха $\mu = 1$. Для тонкого вибратора можно считать, что $z=h$.

Первое слагаемое A_x есть векторный потенциал, создаваемый нитью тока в вибраторе в свободном пространстве. При $h\to\infty$ A_z и второе слагаемое A_x стремятся к нулю.

Касательную составляющую напряженности электрического поля, создаваемую нитью тока на боковой поверхности вибратора, можно выразить через векторный потенциал следующей формулой [5]:

$$E_x(x,a,z)=-\frac{ic^2}{\omega\varepsilon\mu}\left[\text{grad div }\vec{A}(x,a,z)+k^2\varepsilon\mu A_x(x,a,z)\right], \quad (4)$$

где c – скорость света в вакууме, $c=3\cdot10^8$ м/с; ε – диэлектрическая проницаемость среды, для воздуха $\varepsilon = 1$.

Из граничных условий на поверхности идеального проводника следует, что сумма напряженности электрического поля $E_x(x, a, z)$, создаваемая нитью тока, и возбуждающей напряженности поля $E_в(x, a, z)$ равна нулю: $E_x(x, a, z) = –E_в(x, a, z)$. Подставляя это в (4), получим

$$\text{grad div }\vec{A}(x,a,z)+k^2A_x(x,a,z)=-\frac{i\omega}{c^2}E_в(x,a,z). \quad (5)$$

Применяя операции градиента и дивергенции к $\vec{A}$, получим из (5)

$$\frac{\partial^2A_x(x,a,z)}{\partial x^2}+\frac{\partial^2A_z(x,a,z)}{\partial x\partial z}+k^2A_x(x,a,z)=-\frac{i\omega}{c^2}E_в(x,a,z) \quad (6)$$

или

$$\frac{\partial^2A_x(x,a,z)}{\partial x^2}+\frac{\partial^3g(x,a,z)}{\partial x^2\partial z}+k^2A_x(x,a,z)=-\frac{i\omega}{c^2}E_в(x,a,z). \quad (7)$$

Делая в (7) замену $G(x,a,z)=\dfrac{\partial g(x,a,z)}{\partial z}$ и прибавляя и отнимая в левой части (7) $k^2G(x,a)$, получим

$$\frac{\partial^2A_x(x,a,z)}{\partial x^2}+\frac{\partial G(x,a,z)}{\partial x^2}+k^2A_x(x,a,z)+k^2G(x,a,z)-k^2G(x,a,z)=-\frac{i\omega}{c^2}E_в(x,a,z). \quad (8)$$

Сделаем в (8) замену переменных $y=A_x(x,a,z)+G(x,a,z)$:

$$\frac{\partial^2y}{\partial x^2}+k^2y=-\frac{i\omega}{c^2}E_в+k^2G. \quad (9)$$

Получившееся уравнение представляет собой линейное неоднородное дифференциальное уравнение второго порядка. Для решения этого уравнения применим стандартные методы решения. Общее решение уравнения (9) сгладывается из общего решения однородного уравнения и частных решений, соответствующих каждому слагаемому в правой части дифференциального уравнения (9).

Общее решение однородного уравнения (9) будет равно:

$$\begin{aligned} y &= C_1 \cos kx + C_2 \sin kx,\ 0 \le x \le l, \\ y &= C_3 \cos kx + C_4 \sin kx,\ -l \le x \le 0, \end{aligned} \tag{10}$$

где C – постоянная.

Вследствие симметрии антенны решение дифференциального уравнения (9) также будет симметричным: $y(-x) = y(x)$. Отсюда следует, что $C_1 = C_3$, $C_2 = C_4 = 0$ и общее решение однородного уравнения будет равно:

$$y = C \cos kx,\ -l \le x \le l. \tag{11}$$

Частные решения уравнения (9) будем искать методом вариации постоянных [6]. Найдем частное решение уравнения

$$\frac{\partial^2 y}{\partial x^2} + k^2 y = -\frac{i\omega}{c^2} E_{\text{в}}. \tag{12}$$

Варьируя постоянные в уравнениях

$$\begin{aligned} y &= C_1(x)\cos kx + C_2(x)\sin kx,\ 0 \le x \le l, \\ y &= C_3(x)\cos kx + C_4(x)\sin kx,\ -l \le x \le 0, \end{aligned} \tag{13}$$

получим

$$\begin{aligned} C_1'(x)\cos kx + C_2'(x)\sin kx &= 0, \\ -kC_1'(x)\sin kx + kC_2'(x)\cos kx &= -\frac{i\omega}{c^2} E_{\text{в}}, \end{aligned} \tag{14}$$

для $0 \le x \le l$ и

$$\begin{aligned} C_3'(x)\cos kx + C_4'(x)\sin kx &= 0, \\ -kC_3'(x)\sin kx + kC_4'(x)\cos kx &= -\frac{i\omega}{c^2} E_{\text{в}}, \end{aligned} \tag{15}$$

для $-l \le x \le 0$.

Из (14) найдем $C_1(x)$ и $C_2(x)$

$$\begin{aligned} C_1'(x) &= \frac{i\omega}{kc^2} E_{\text{в}} \sin kx,\ C_1(x) = \int_0^x \frac{i\omega}{kc^2} E_{\text{в}} \sin kx' dx', \\ C_2'(x) &= -\frac{i\omega}{kc^2} E_{\text{в}} \cos kx,\ C_2(x) = -\int_0^x \frac{i\omega}{kc^2} E_{\text{в}} \cos kx' dx'. \end{aligned} \tag{16}$$

Пусть возбуждающая функция $E_{\text{в}}(x)$ существует только в узком зазоре $-b/2 \le x \le b/2$ и постоянна в нем. Тогда $C_1(x) = 0$, т. к. при $b \to 0$ функция $\sin kx$ также стремится к нулю, $C_2 = -\dfrac{i\omega}{kc^2} E_{\text{в}} \dfrac{b}{2}$. Решая систему (15), получим $C_3(x) = 0$ и $C_4(x) = -C_2(x)$. Подставим C_1, C_2, C_3 и C_4 в (13):

$$\begin{aligned} y &= -\frac{i\omega}{kc^2} E_{\text{в}} \frac{b}{2} \sin kx,\ 0 \le x \le l, \\ y &= \frac{i\omega}{kc^2} E_{\text{в}} \frac{b}{2} \sin kx,\ -l \le x \le 0. \end{aligned} \tag{17}$$

Объединяя два уравнения в (17) в одно и учитывая, что $E_{в} b = V$, получим окончательное выражение для частного решения уравнения (12):

$$y = -\frac{i\omega}{kc^2} \frac{V}{2} \sin k|x|,\ -l \le x \le l. \tag{18}$$

Теперь найдем частное решение для уравнения

$$\frac{\partial^2 y}{\partial x^2} + k^2 y = k^2 G. \tag{19}$$

Варьируя постоянные в уравнениях (13), получим

$$\begin{aligned} C_1'(x)\cos kx + C_2'(x)\sin kx &= 0, \\ -kC_1'(x)\sin kx + kC_2'(x)\cos kx &= k^2 G, \end{aligned} \tag{20}$$

для $0 \le x \le l$ и

$$\begin{aligned} C_3'(x)\cos kx + C_4'(x)\sin kx &= 0, \\ -kC_3'(x)\sin kx + kC_4'(x)\cos kx &= k^2 G, \end{aligned} \tag{21}$$

для $-l \le x \le 0$.

Коэффициенты в (20) и (21) будут равны

$$C_1(x) = -\int_0^x kG(x')\sin kx'dx',\ C_2(x) = \int_0^x kG(x')\cos kx'dx', C_3 = C_1, C_4 = -C_2\,. \tag{22}$$

Подставляя коэффициенты из (22) в (13), получим частное решение для (19):

$$\begin{aligned} y &= -\cos kx \int_0^x kG(x')\sin kx'dx' + \sin kx \int_0^x kG(x')\cos kx'dx',\ 0 \le x \le l, \\ y &= -\cos kx \int_0^x kG(x')\sin kx'dx' - \sin kx \int_0^x kG(x')\cos kx'dx',\ -l \le x \le 0. \end{aligned} \tag{23}$$

Объединяя два уравнения в (23) в одно, получим:

$$y = -\cos kx \int_0^x kG(x')\sin kx'dx' + \sin k|x| \int_0^{|x|} kG(x')\cos kx'dx',\ -l \le x \le l. \qquad (24)$$

Учитывая, что $\int_0^x kG(x')\sin kx'dx' = \int_0^{|x|} kG(x')\sin kx'dx'$ в силу симметрии решения и $\sin(\alpha-\beta) = \sin\alpha\cos\beta - \cos\alpha\cos\beta$, из уравнения (24) можно получить окончательное выражение для частного решения дифференциального уравнения (19):

$$y = \int_0^{|x|} kG(x', a, z)\sin k(|x| - x')dx'. \qquad (25)$$

Складывая (11), (18) и (25), получим общее решение дифференциального уравнения (9):

$$A_x(x,a,z) + G(x,a,z) = C\cos kx - \frac{i\omega}{kc^2}\frac{V}{2}\sin k|x| + \int_0^{|x|} kG(x',a,z)\sin k(|x| - x')dx'. \qquad (26)$$

Пусть k есть волновое число в воздухе $k = k_2$, тогда с учетом (2) и (3) получим из (26)

$$\begin{aligned}
&\int_{-l}^{l} I(x')\frac{e^{ik_2\sqrt{(x-x')^2+a^2}}}{\sqrt{(x-x')^2+a^2}}dx' + \int_{-l}^{l} I(x')\int_0^{\infty}\frac{\eta_2-\eta_1}{\eta_2+\eta_1}\frac{e^{-\eta_2(h+z)}}{\eta_2}J_0\left(\sqrt{(x-x')^2+a^2}\rho\right)\rho d\rho dx' - \\
&\quad - 2\left(k_1^2-k_2^2\right)\int_{-l}^{l} I(x')\int_0^{\infty}\frac{\eta_2 e^{-\eta_2(h+z)}J_0\left(\sqrt{(x-x')^2+a^2}\rho\right)\rho d\rho}{(\eta_2+\eta_1)\left(\eta_2 k_1^2+\eta_1 k_2^2\right)}dx' + \\
&+ 2\left(k_1^2-k_2^2\right)k_2\int_0^{|x|}\int_{-l}^{l} I(x'')\int_0^{\infty}\frac{\eta_2 e^{-\eta_2(h+z)}J_0\left(\sqrt{(x'-x'')^2+a^2}\rho\right)\rho d\rho}{(\eta_2+\eta_1)\left(\eta_2 k_1^2+\eta_1 k_2^2\right)}dx''\sin k(|x| - x')dx' = \\
&\quad = C\cos kx - i\frac{2\pi V}{W}\sin k|x|.
\end{aligned} \qquad (27)$$

Получившее интегральное уравнение есть уравнение Халлена для распределения тока в горизонтальном симметричном вибраторе, расположенном в двухслойной среде.

Список литературы

1. Марков, Г. Т. Антенны / Г. Т. Марков, Д. М. Сазонов. – М. : Энергия, 1975.

2. Sophocles J. Orfanidis. Electromagnetic Waves and Antennas. – Rutgers University, 2008.

3. Кинг, Р. Антенны в материальных средах : Т. 2 / Р. Кинг, Г. Смит. – М. : Мир, 1984.

4. Гринберг, А. Г. Избранные вопросы математической теории электрических и магнитных явлений / А. Г. Гринберг. – М. : АН СССР, 1948.

5. Никольский, В. В. Электродинамика и распространение радиоволн / В. В. Никольский. – М.: Наука, 1978.

6. Зимина, О. В. Решебник. Высшая математика / О. В. Зимина, А. И. Кириллов, Т. А. Сальникова. – М. : ФИЗМАТЛИТ, 2005.

МЕТОДИКА И ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ЭКСТРАКЦИИ ПАРАМЕТРОВ МАЛОСИГНАЛЬНОЙ МОДЕЛИ СВЧ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА

А. А. Коколов, А. А. Савин, Л. И. Бабак (научный руководитель)

Лаборатория интеллектуальных компьютерных систем, ТУСУР
kokolovaa@gmail.com

Представлена методика построения (экстракции) малосигнальной модели СВЧ полевого транзистора на основе измеренных S-параметров. Методика может быть использована также для построения нелинейной табличной модели транзистора. Дана оценка влияния погрешности измерений S-параметров на точность экстракции параметров малосигнальной модели. Приведен пример применения методики для восстановления малосигнальной модели транзистора, выполненного по отечественной 0.15 мкм GaAs mHEMT технологии.

Одним из перспективных направлений в современной радиоэлектронике является создание СВЧ монолитных интегральных схем (МИС), основанных на использовании транзисторов с высокой подвижностью электронов (HEMT – High Electron Mobility Transistor). Распространение получили, в частности, GaAs pHEMT (псевдоморфные) и mHEMT (метаморфные) технологии изготовления СВЧ МИС.

Проектирование нелинейных СВЧ устройств, например, усилителей мощности, осуществляется с помощью нелинейных моделей (эквивалентных схем) активных приборов, описывающих их характеристики в широком диапазоне частот и рабочих режимов. Для определения зависимостей нелинейных элементов эквивалентной схемы от напряжений смещения используются методы экстракции (определения параметров) малосигнальной модели, исходя из измеренных параметров рассеяния в различных рабочих точках. От точности определения параметров малосигнальной модели зависит точность нелинейной модели. Поэтому необходимо знать допустимую погрешность измерений *S*-параметров, при которой можно утверждать, что модель обеспечивает требуемую точность. Кроме того, значения элементов эквивалентной схемы представляют важную информацию инженерам-технологам о влиянии конструктивных и технологических параметров на характеристики транзистора.

Существует множество методов экстракции параметров малосигнальной модели [1]-[4]. Эти методы можно разделить на аналитические [2, 3], оптимизационные [4, 5] и комбинированные [1]. Аналитические методы требуют проведения дополнительных измерений в «холодном режиме», что может привести к деградации затвора [1]. При этом во многих работах отмечено неудовлетворительное совпадение измеренных и смоделированных *S*-параметров [5]. Значения элементов эквивалентной схемы, полученные при помощи оптимизационных методов, не требуют дополнительных измерений, но зависят от начального приближения и выбранного алгоритма оптимизации. В этом случае найденные величины элементов могут сильно отличаться от их реальных (физических) значений.

В данной работе предлагается надежная комбинированная методика экстракции малосигнальной модели из измеренных *S*-параметров, использующая преимущества аналитических и оптимизационных методов. Также производится оценка влияния погрешности измерений *S*-параметров на величины элементов эквивалентной схемы.

Малосигнальная модель СВЧ полевого транзистора представлена на рис. 1 [1]. Модель состоит из внутренней и внешней частей. Во внутреннюю часть входят:

R_{gs} (R_i) – сопротивление затвора;
C_{gs} – емкость затвор-исток;
C_{gd} – емкость затвор-сток;
C_{ds} – емкость сток-исток;
G_{ds} – проводимость сток-исток;
I_{ds} – источник тока стока, управляемый напряжением затвор-исток;
g_m – крутизна;
τ – постоянная времени частотной зависимости источника тока.

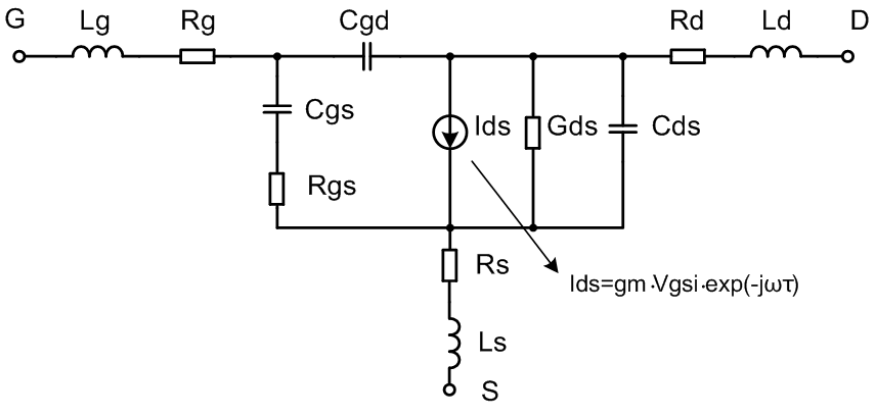


Рис. 1. Малосигнальная модель полевого транзистора

Паразитные элементы внешней части представлены индуктивностями L_g, L_s, L_d и сопротивлениями R_g, R_s, R_d.

Приведенная малосигнальная модель достаточно точно описывает поведение HEMT (pHEMT, mHEMT) транзисторов в диапазоне частот до 60 ГГц.

Предлагаемая процедура экстракции малосигнальной эквивалентной схемы включает три основных этапа.

На первом этапе определяются внешние паразитные параметры транзистора из измерений в «холодных» режимах (при нулевом напряжении на стоке) по методам, представленным в [1] и [2].

На втором этапе определяются Y-параметры внутренней части транзистора путем вычитания внешних элементов по методу, описанному в [2]. Точность определения внутренних частотно-независимых элементов сильно зависит от правильности определения внешних параметров. Решая систему уравнений, связывающую полученные Y-параметры с внутренними элементами, можно получить следующие выражения для значений этих элементов [3]:

$$C_{gd} = -\frac{Im(Y_{12})}{\omega}, \tag{1}$$

$$C_{gs} = \frac{Im(Y_{11}) - \omega \cdot C_{gd}}{\omega} \cdot \left(1 + \frac{(Re(Y_{11}))^2}{(Im(Y_{11}) - \omega \cdot C_{gd})^2}\right), \tag{2}$$

$$R_i = \frac{Re(Y_{11})}{(Im(Y_{11}) - \omega \cdot C_{gd})^2 + (Re(Y_{11}))^2}, \tag{3}$$

$$g_m = \sqrt{\left((Re(Y_{21}))^2 + (Im(Y_{21}) + \omega \cdot C_{gd})^2\right) \cdot \left(1 + (\omega \cdot C_{gs} \cdot R_i)^2\right)}, \tag{4}$$

$$\tau = \frac{1}{\omega} \cdot arcsin\left(\frac{-\omega \cdot C_{gd} - Im(Y_{21}) - \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i \cdot Re(Y_{21})}{g_m}\right), \tag{5}$$

$$C_{ds} = \frac{Im(Y_{22}) - \omega \cdot C_{gd}}{\omega}, \tag{6}$$

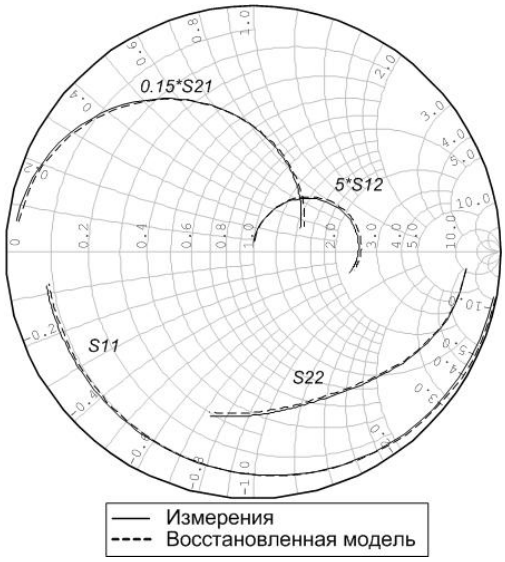
$$G_{ds} = Re(Y_{22}). \tag{7}$$

Уравнения (1)–(7) справедливы во всем частотном диапазоне и при напряжении на стоке больше 0 В.

На третьем этапе производится оптимизация значений элементов эквивалентной схемы с целью наилучшего соответствия измеренных и смоделированных S-параметров. Основываясь на частотной независимости внутренних элементов и на том факте, что выражения (1)-(7) справедливы во всем частотном диапазоне, можно сформулировать дополнительную целевую функцию – минимум среднеквадратического отклонения значений внутренних элементов от постоянных значений [5]. Оптимизируемыми величинами являются внешние элементы L_g, L_s, L_d, R_g, R_s, R_d. Границы оптимизируемых величин определяются как x – 30 % и x + 30 %, где x – найденное ранее (начальное) значение внешнего элемента. При этом внутренние элементы зависят от величин внешних элементов.

Для проверки представленной методики была восстановлена малосигнальная эквивалентная схема 0,15 мкм GaAs mHEMT транзистора с шириной затвора 4х60 мкм, изготовленного по технологии Института СВЧ полупроводниковой электроники РАН (ИСВЧПЭ РАН, г. Москва). В качестве исходных данных использовались результаты зондовых измерений на пластине *S*-параметров транзистора при V_{ds} = 4 В, V_{gs} = –0,97 В в диапазоне частот от 1 до 40 ГГц.

Сравнение измеренных и рассчитанных по модели частотных зависимостей *S*-параметров (рис. 2), а также частотная независимость внутренних элементов транзистора (рис. 3) подтверждают хорошую точность предложенной методики экстракции малосигнальной модели.



а

C_{gs}	0.243 пФ	R_g	0.29 Ом
R_i	1.83 Ом	R_s	1.24 Ом
C_{gd}	16.5 фФ	R_d	1.1 Ом
g_m	76.1 мСи	L_g	39.7 пГн
τ	1.55 пс	L_s	1.7 пГн
R_{ds}	629 Ом	L_d	28.8 пГн
C_{ds}	68.8 фФ		

б

Рис. 2. *а* – измеренные и смоделированные частотные зависимости ш-параметров mHEMT-транзистора при *Vds* = 4 В, *Vgs* = –0,97 В (диапазон частот 1–40 ГГц); *б* – значения элементов эквивалентной схемы

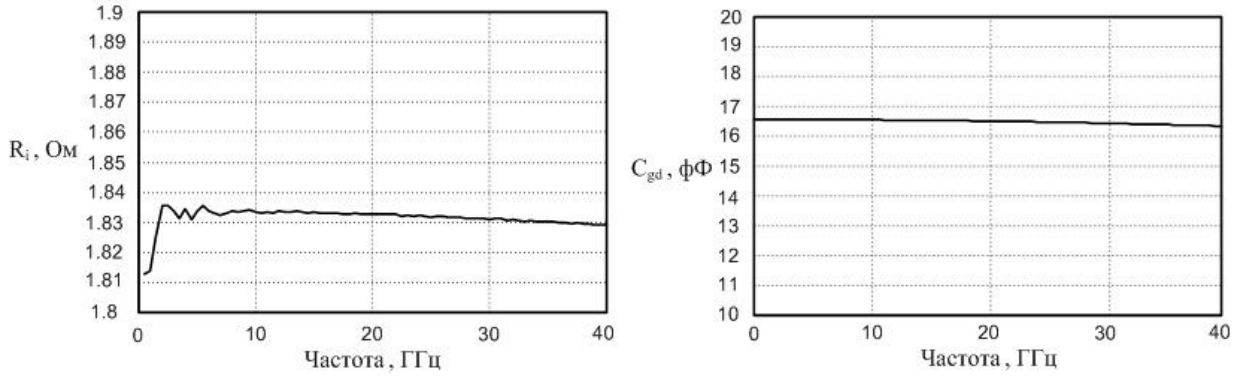


Рис. 3. Частотные зависимости значений внутренних элементов эквивалентной схемы

Для оценки влияния погрешности измерений S-параметров на точность определения элементов малосигнальной модели предлагается численная методика. Примем, что модуль погрешности измерения S-параметров случаен и имеет равномерное распределение от 0 до 0,01, фаза погрешности также имеет равномерное распределение от $-\pi$ до π. Реально, конечно, погрешности измерения коэффициентов передачи и отражения транзистора различны, однако здесь для целей исследования полагается, что погрешности всех *S*-параметров имеют одинаковые статистические свойства.

На рис. 4 приведены рассчитанные при указанных условиях гистограммы распределения величин самых чувствительных к погрешностям элементов R_i и τ (расчет выполнен методом Монте–Карло, количество опытов $N = 10000$). Как видно, значения элементов имеют очень большое среднеквадратическое отклонение (до 450 % для R_i), а также принимают отрицательные значения, что физически невозможно.

При снижении максимального модуля погрешности до 0,0005 удается добиться среднеквадратического отклонения 15–20 % для всех элементов, включая R_i и τ. Заявляемая производителями современных векторных анализаторов цепей (например, ZVA40 фирмы Rohde&Schwarz) погрешность измерения модуля параметров рассеяния равна 0,005–0,12 [6]. Очевидно, такой погрешности измерений недостаточно для точного определения значений элементов эквивалентной схемы, поэтому необходима процедура оптимизации, описанная выше.

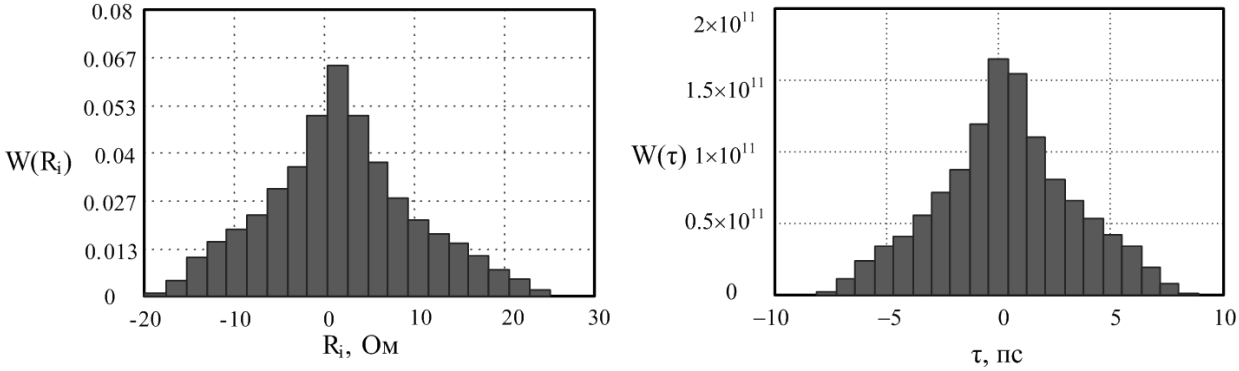


Рис. 4. Гистограммы распределения значений элементов эквивалентной схемы

Предложенная методика была применена для восстановления малосигнальной модели СВЧ полевых транзисторов различных типов и разных производителей (НИИПП, НПФ «Микран», ИСВЧПЭ, OMMIC), изготовленных по различным монолитным технологиям (GaAs MESFET, pHEMT и mHEMT). Значения элементов малосигнальных моделей определялись при различных напряжениях смещения и использовались для построения нелинейных моделей транзисторов. Полученные результаты позволяют заключить, что

методика весьма надежна и позволяет очень точно производить экстракцию всех внутренних элементов эквивалентной схемы, включая Ri и τ (при условии малой погрешности измерений).

Процедура экстракции малосигнальной модели предъявляет очень высокие требования к погрешности измеряемых S-параметров. Для качественного восстановления значений элементов эквивалентной схемы необходимо улучшать как средства измерений, так и алгоритмы их калибровки.

Список литературы

1. Man-Young Jeon et al. A Technique for Extracting Small-Signal Equivalent-Circuit Elements of HEMTs// IEICE Trans. Electron, vol. E82-C, №11, pp. 1968-1976, November 1999.

2. G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore, E. Playez. A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit// IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., vol. 36, №7, P. 1151-1159, July 1988.

3. M. Berroth, R. Bosch. Broad-Band Determination of the FET Small-Signal Equivalent Circuit// IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., vol. 38, №7, P. 891-895, July 1990.

4. K. Shirakawa et al. An Approach to Determining an Equialent Circiut for HEMT's// IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., vol. 43, №3, P. 499-503, March 1995.

5. Ban Leong Ooi, Zheng Zhong, Mook-Seng Leong Analytical Extraction of Extrinsic and Intrinsic FET parameters// IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., vol. 57, №57, P. 254-261, July 2009.

6. Vector Network Analyzer R&S ZVA40 Specifications, Version 02.02, September 2006.

ПОСТРОЕНИЕ НЕЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ GaAs mHEMT ТРАНЗИСТОРА

К. С. Дмитриенко, А. А. Коколов, Л. И. Бабак (научный руководитель)

Лаборатория интеллектуальных компьютерных систем, ТУСУР
kokolovaa@gmail.com

Рассмотрено построение нелинейной табличной модели 0,15 мкм GaAs mHEMT транзистора, выполненного по отечественной монолитной технологии. Нелинейная табличная модель восстановлена, исходя из измеренных *S*-параметров в диапазоне частот от 0,1 до 60 ГГц при различных напряжениях смещения. Данная модель, интегрированная в среду Microwave Office, использовалась для проектирования усилителя мощности диапазона 30–37,5 ГГц.

СВЧ монолитные интегральные схемы (МИС), изготавливаемые на основе GaAs pHEMT и mHEMT технологий, обеспечивают высокие качественные характеристики при сравнительно небольшой стоимости. Для проектирования нелинейных СВЧ устройств, выполняемых по таким технологиям, требуются нелинейные моделей pHEMT и mHEMT полевых транзисторов. Стандартные модели в виде эквивалентных схем (Curtice-Ettenberg, Materka-Kacparzak, Angelov), получившие наибольшее распространение среди разработчиков СВЧ устройств, интегрированы в современные системы автоматизированного проектирования. Однако построение указанных моделей является трудоемкой задачей, требующей высокой квалификации разработчика, причем не всегда удается добиться точного воспроизведения характеристик транзистора одновременно на постоянном и переменном токе.

Альтернативой является использование так называемых табличных нелинейных моделей СВЧ транзисторов, в которых используется аппроксимация зависимостей элементов от напряжений с помощью полиномов или сплайнов. Главными достоинствами таких моделей является высокая точность в широком диапазоне изменения режимов работы транзистора и частоты, быстродействие, а также возможность автоматизации процедуры построения модели.

В настоящей работе по представленной в [1] методике построена нелинейная модель 0,15 мкм GaAs mHEMT транзистора с шириной затвора 4×60 мкм (рис. 1), выполненного по монолитной технологии Института СВЧ полупроводниковой электроники РАН (ИСВЧПЭ РАН, г. Москва).

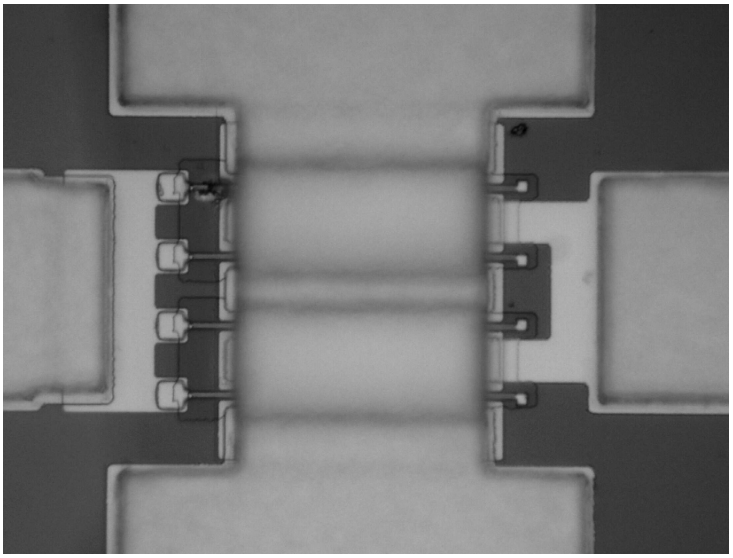


Рис. 1. Фотография 0.15 мкм GaAs mHEMT транзистора с шириной затвора 4×60 мкм



Рис. 2. Модели mHEMT транзистора: *а* – малосигнальная эквивалентная схема;
б – нелинейная зарядовая модель

На рис. 2, *а* представлена малосигнальная эквивалентная схема mHEMT транзистора, а на рис. 2, *б* – его нелинейная зарядовая модель, параметры которой определяются из значений элементов малосигнальной эквивалентной схемы. В нелинейной модели зависимые источники тока $I_{gs}(V_{gs}, V_{ds})$ и $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ отражают нелинейные свойства элементов R_{gs}, R_{ds} и g_m схемы на рис. 2, *а*, а источники заряда $Q_{gs}(V_{gs}, V_{ds})$ и $Q_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ – нелинейные свойства элементов C_{gs}, C_{gd}, C_{ds} и постоянной времени τ.

При построении модели mHEMT транзистора использовались следующие наборы измеренных параметров:

1) *S*-параметры в диапазоне частот от 3 до 60 ГГц при напряжениях V_{gs} = –1 В, V_{ds} = 2 В и V_{gs} = –1,4 В, V_{ds} = 3 В для экстракции внешних параметров L_g, L_s, L_d, R_g, R_s, R_d эквивалентной схемы;

2) *S*-параметры на частоте 10 ГГц в диапазоне напряжений V_{gs} = –1,6…0 В (шаг ΔV_{gs} = 0,2 В), V_{ds} = 0; 0,5; 1,5; 2,5; 3,5 В для определения внутренних элементов малосигнальной эквивалентной схемы R_{gs}, g_m, R_{ds}, C_{gs}, C_{gd}, C_{ds} и постоянной времени τ в указанном множестве рабочих точек.

3) выходные вольтамперные характеристики (рис. 3).

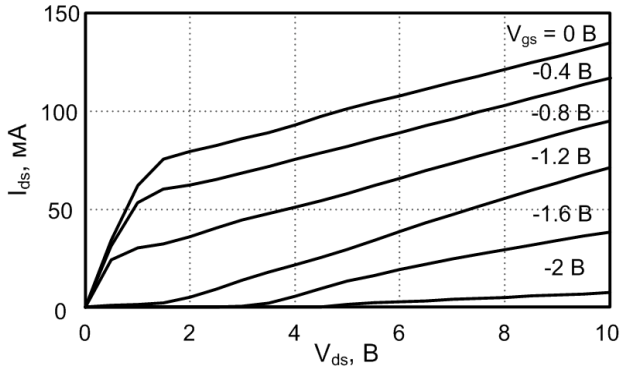


Рис. 3. Выходные ВАХ mHEMT транзистора

Для определения внешних и внутренних элементов малосигнальной эквивалентной схемы использовалась методика [2] с некоторыми модификациями. Значения внутренних элементов малосигнальной эквивалентной схемы R_{gs}, g_m, R_{ds}, C_{gs}, C_{gd}, C_{ds} и постоянной времени τ были графически экстраполированы до V_{ds} = 5,5 В для того, чтобы расширить диапазон рабочих напряжений модели. На рис. 4 приведены зависимости элементов эквивалентной схемы mHEMT транзистора от напряжений смещения.

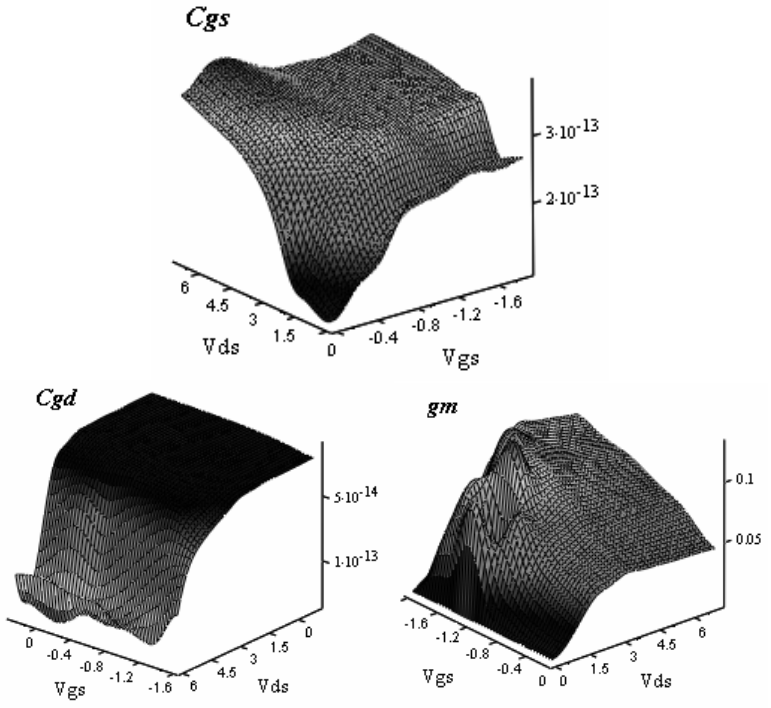


Рис. 4. Зависимости нелинейных параметров малосигнальной модели mHEMT транзистора от напряжений смещения

Нелинейные параметры малосигнальной эквивалентной схемы были аппроксимированы двумерными функциями напряжений смещения V_{gs} и V_{ds}. Затем, используя выражения для зарядовых зависимостей, были определены параметры нелинейной зарядовой модели транзистора (рис. 5).

Нелинейная табличная модель 0,15 мкм GaAs mHEMT-транзистора с шириной затвора 4×60 мкм была интегрирована в среду Microwave Office [3].

На рис. 6 представлены результаты сравнения измеренных параметров рассеяния и полученной нелинейной модели при различных смещениях в диапазоне частот до 60 ГГц.

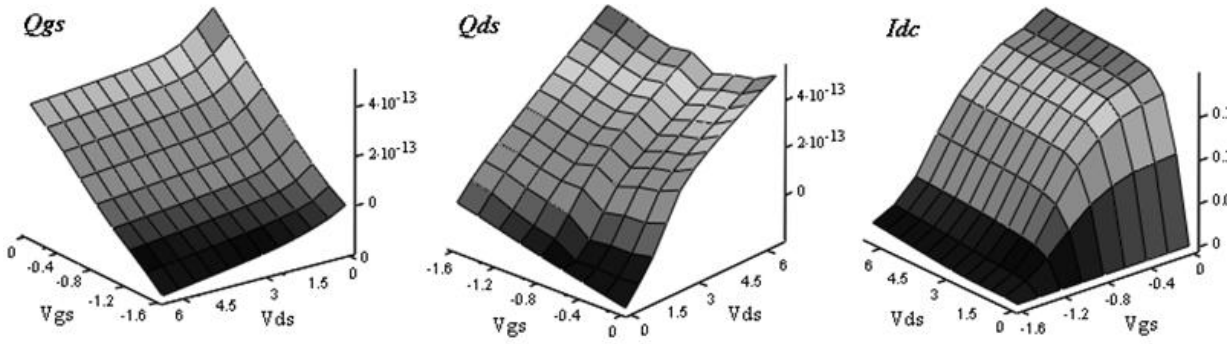


Рис. 5. Зависимости нелинейных параметров зарядовой модели

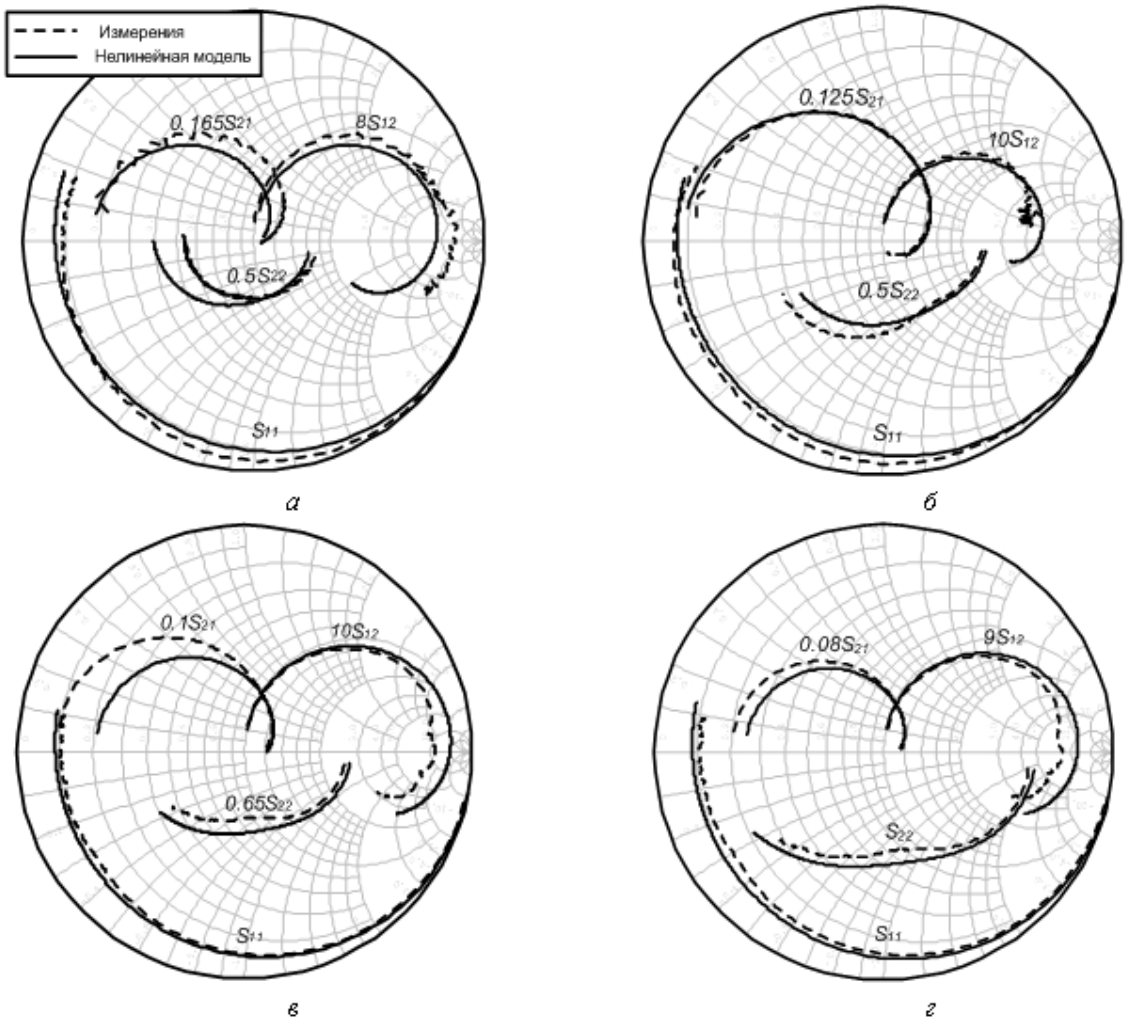


Рис. 6. Частотные зависимости малосигнальных *S*-параметров: *а* – V_{gs} = –0,4 В, V_{ds} = 1,5 В; *б* – V_{gs} = –0,6 В, V_{ds} = 2,5 В; *в* – V_{gs} = –1,2 В, V_{ds} = 3 В; *г* – V_{gs} = –1,6 В, V_{ds} = 4 В

Таким образом, полученная нелинейная табличная модель 0,15 мкм GaAs mHEMT транзистора с шириной затвора 6×40 мкм достаточно хорошо описывает его характеристики на постоянном и переменном токе при различных условиях работы и может использоваться вплоть до частоты 60 ГГц. Расхождения в *S*-параметрах можно объяснить влиянием погрешности измерений на параметры малосигнальной модели [4].

Данная нелинейная модель использовалась при проектировании усилителя мощности Ka-диапазона [5].

Список литературы

1. Дмитриенко, К. С. Методика построения универсальной нелинейной модели pHEMT транзистора / К. С. Дмитриенко, Л. И. Бабак // Всеросс. науч.-техн. конф. с междунар. участием «Современные проблемы радиоэлектроники». – Красноярск : Изд-во СФУ. – 2009. – С. 83–86.

2. G. Dambrine, A. Cappy et al. A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit.// IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 36, №7, pp. 1151-1159, July 1988.

3. Шеерман, Ф. И. Создание библиотек моделей элементов СВЧ монолитных интегральных схем для системы Microwave Office / Ф. И. Шеерман, Л. И. Бабак // 19-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо’2009). – Севастополь, 2009 г. – Севастополь : Вебер, 2009. – Т. 1. – С. 107–108.

4. Коколов, А. А. Методика и оценка точности экстракции параметров малосигнальной модели СВЧ полевого транзистора / А. А. Коколов, Л. И. Бабак // Наст. сб.

5. Добуш, И. М. Визуальное проектирование однокаскадного усилителя мощности Ка-диапазона на основе отечественной наногетероструктурной технологии / И. М. Добуш, А. А. Коколов, Л. И. Бабак // Наст. сб.

ВИЗУАЛЬНОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ МОНОЛИТНОГО ОДНОКАСКАДНОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ Ка-ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ ОТЕЧЕСТВЕННОЙ НАНОГЕТЕРОСТУКТУРНОЙ ТЕХНОЛОГИИ

А. А. Коколов, И. М. Добуш, Ю. В. Федоров, М. В. Черкашин,
Ф. И. Шеерман, Л. И. Бабак (научный руководитель)

Лаборатория интеллектуальных компьютерных систем, ТУСУР
kokolovaa@gmail.com, igadobush@gmail.com

Описывается разработка первой в России монолитной интегральной схемы (МИС) однокаскадного усилителя мощности (УМ) Ка-диапазона на основе отечественной наногетероструктурной 0,15 мкм GaAs mHEMT технологии. Синтез согласующих цепей усилителя на копланарных линиях выполнен с использованием «визуальной» методики и генетических алгоритмов.

Одной из главных тенденций развития современной радиоэлектронной и телекоммуникационной аппаратуры является расширение полосы частот и освоение все более высокочастотных диапазонов для повышения емкости каналов, скорости и качества передачи данных. Основными потребителями СВЧ монолитных интегральных схем (МИС), функциональных модулей, радиоэлектронных устройств и систем в мм-диапазоне длин волн являются: высокоскоростные (1 Гбит/с и выше) системы передачи данных; системы космической, спутниковой и мобильной связи, радиолокационные системы, включая радары для авиации и флота, автомобильные радары и т. д.; системы наблюдения и радиоуправления и др. Ключевым составляющим элементом этих систем, во многом определяющим дальность действия и другие качественные характеристики, являются СВЧ монолитные усилители мощности (УМ).

Разработка монолитных УМ, особенно в миллиметровом диапазоне волн, связана с решением сложных задач технологии изготовления и проектирования МИС. Ускорить процесс проектирования и улучшить качественные показатели усилителей позволяет комплекс программ «визуального» проектирования СВЧ транзисторных усилителей, а также пассивных корректирующих (КЦ) и согласующих цепей (СЦ) [1]. В данной работе рассматривается проектирование однокаскадного УМ диапазона 30–37,5 ГГц, изготовленного на базе 0,15 мкм GaAs mHEMT технологии ИСВЧПЭ РАН (г. Москва).

В [2] построена нелинейная табличная модель mHEMT транзистора с шириной затвора 4х60 мкм, она была использована для проектирования УМ. К усилителю предъявлялись следующие требования: коэффициент усиления G не менее 9 дБ; неравномерность АЧХ не более ±1 дБ; выходная мощность P_{out} не менее 17 дБм; модули входного и выходного коэффициентов отражения $m_1 = |s_{11}| \le 0{,}316$ (–10 дБ), $m_2 = |s_{22}| \le 0{,}316$ (–10 дБ); усилитель должен быть безусловно устойчивым во всем частотном диапазоне ($k > 1$).

Выходные вольтамперные характеристики транзистора представлены на рис 1. Для обеспечения требований была выбрана рабочая точка V_{ds} = 5 В, V_{gs} = –1,2 В, обеспечивающая линейный режим работы транзистора. По выходным ВАХ можно оценить максимальную выходную мощность, которую транзистор может отдать в нагрузку:

$$P_{out} = \frac{(I_{max} - I_{min}) \cdot (U_{max} - U_{min})}{8}. \quad (1)$$

Принимаем, что $I_{max} - I_{min}$ = 65 мА, а $U_{min} - U_{max}$ = 9 В. Подставляя эти значения в (1), получаем, что выходная мощность равна P_{out} = 73 мВт = 18,6 дБм. Такая оценка по ВАХ является грубой, обычно выходная мощность транзистора падает с ростом частоты.

Выбранная структурная схема однокаскадного УМ приведена на рис. 2. В усилителе используются входная (СЦ1) и выходная (СЦ2) реактивные согласующие цепи. На входе транзистора включена также параллельная RC-цепь для выравнивания АЧХ и обеспечения устойчивости усилителя.

Первый этап проектирования заключался в синтезе выходной СЦ. С помощью load-pull моделирования в среде Microwave Office на нескольких частотах диапазона (30, 34, 36 ГГц) были получены области допустимых значений (ОДЗ) коэффициента отражения нагрузки транзистора, в пределах которых выходная мощность равна не менее 17,5 дБм. По найденным областям с помощью программы «визуального» проектирования LOCUS [1] синтезирована выходная СЦ на идеальных элементах (рис. 3, *а*). Для достижения лучших характеристик и удобства реализации выходная цепь была модифицирована в среде Microwave Office (рис 3, *б*).

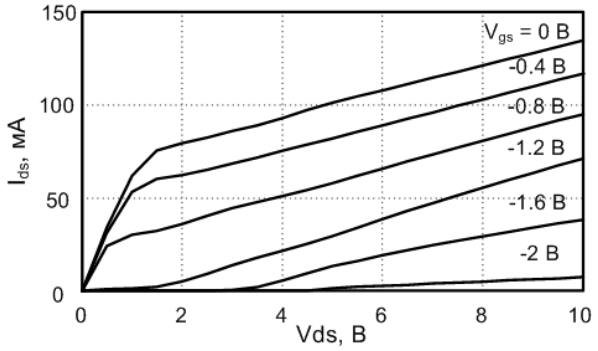


Рис. 1. Выходные ВАХ 0,15 мкм GaAs mHEMT транзистора с шириной затвора 4х60 мкм

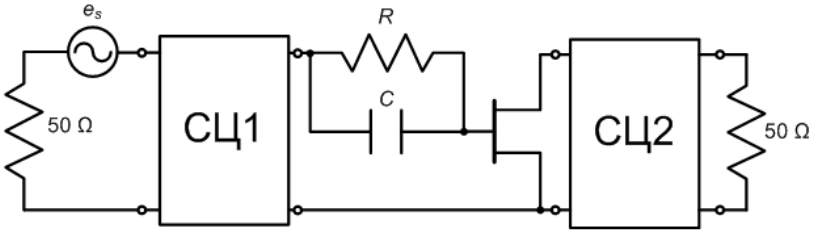


Рис. 2. Структурная схема однокаскадного УМ

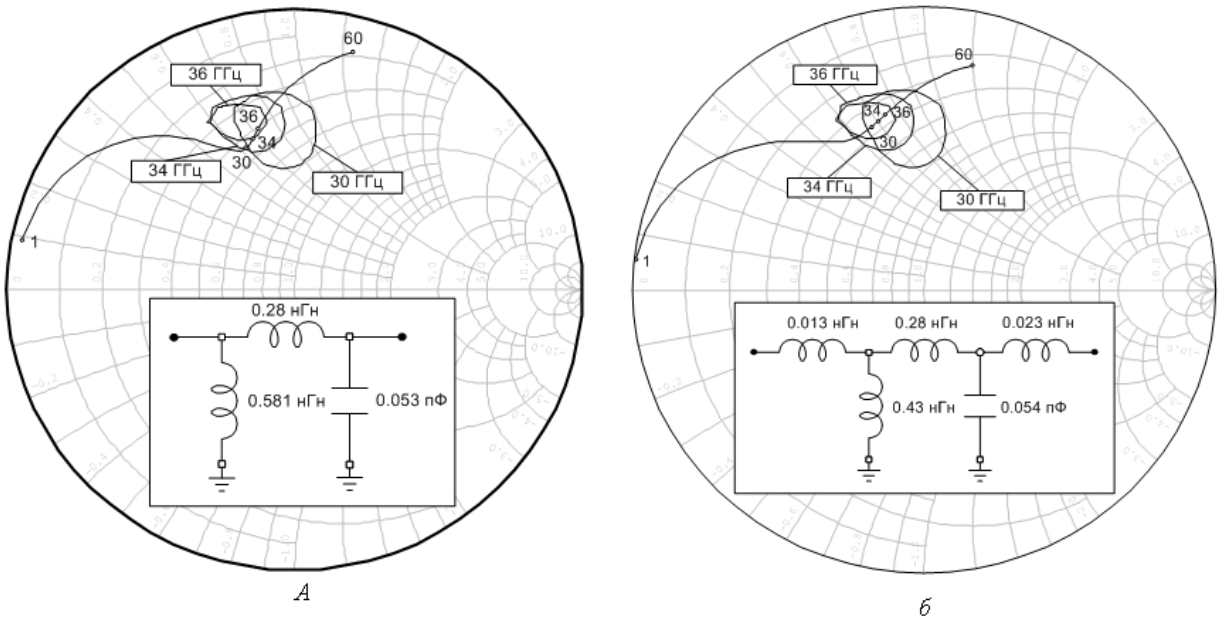


Рис. 3. ОДЗ и годограф коэффициента отражения нагрузки:
а – выходная СЦ, синтезированная при помощи программы LOCUS; *б* – модифицированная выходная СЦ

Далее рассчитана RC-цепь, обеспечивающая требуемое выравнивание АЧХ. Входная СЦ была синтезирована с помощью программы GENESYN, базирующейся на генетических алгоритмах [3]. Полученная схема УМ на идеальных элементах приведена на рис. 4.

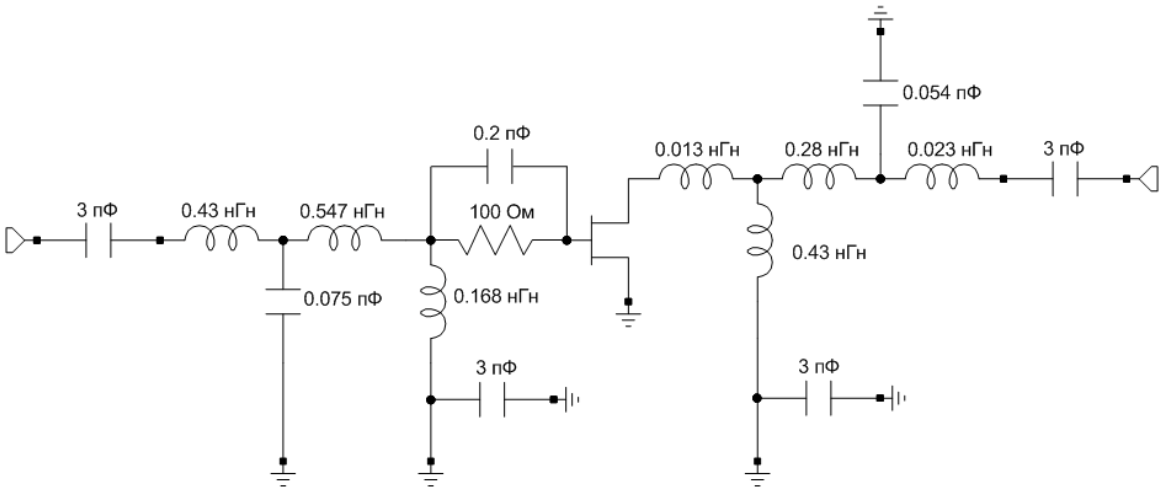
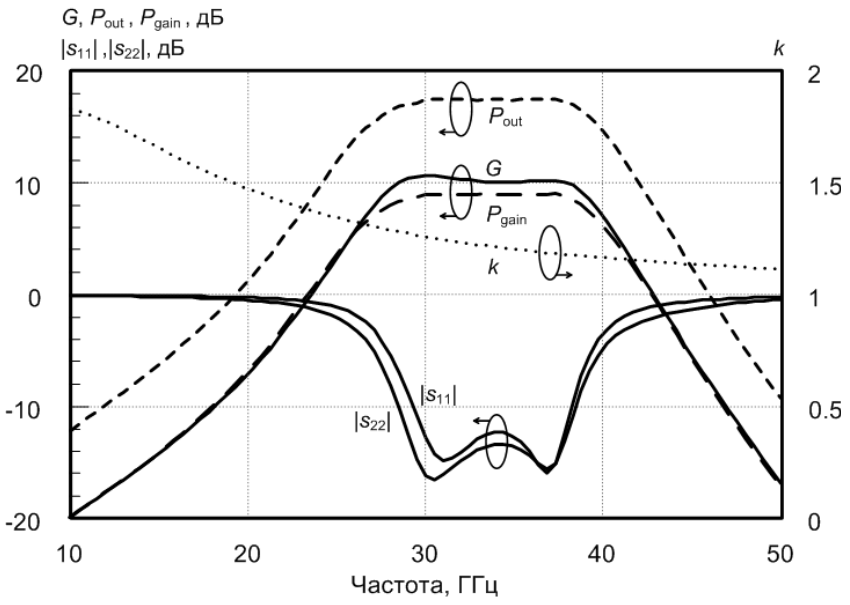
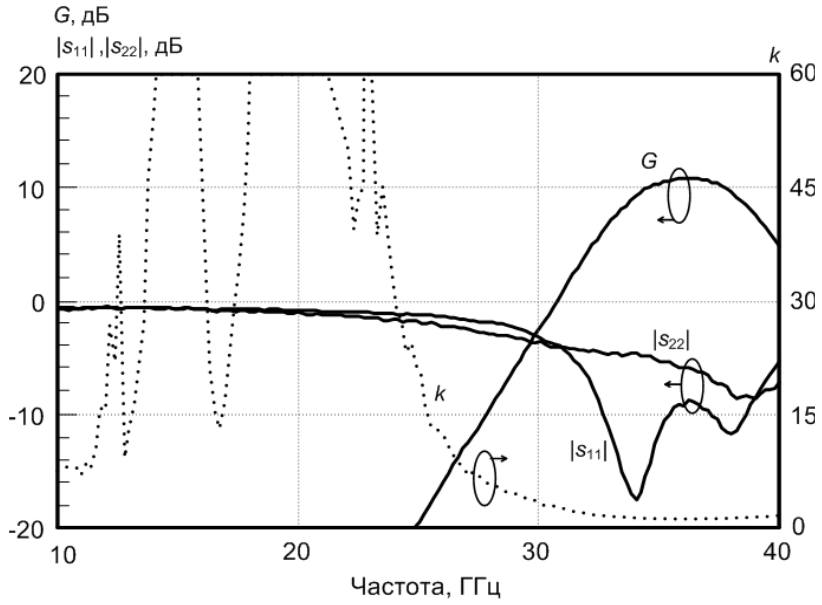


Рис. 4. Принципиальная схема однокаскадного УМ на идеальных элементах

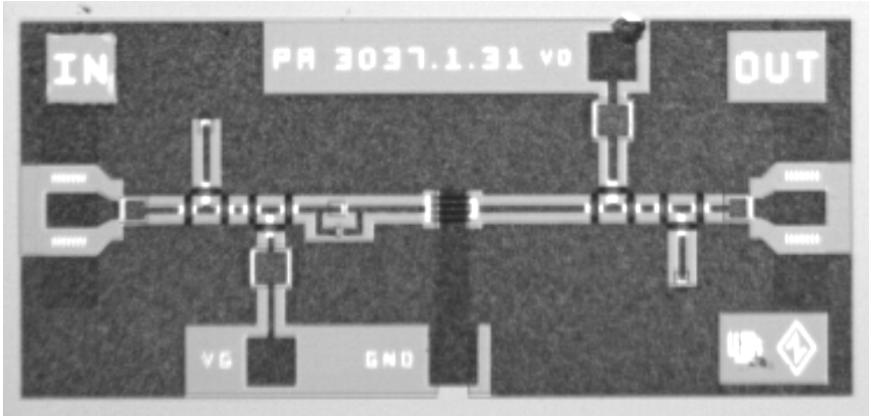
На заключительном этапе идеальные пассивные элементы в схеме однокаскадного УМ заменены моделями монолитных элементов [4], выполненных на копланарных линиях, добавлены цепи питания и проведена окончательная параметрическая оптимизация усилителя в пакете MWO. Полученная топология однокаскадного монолитного УМ представлена на рис 5, *в*, размеры кристалла 0,9х1,8 мм. Результаты моделирования малосигнальных параметров рассеяния, а также коэффициента усиления P_{gain} и выходной мощности P_{out} усилителя при напряжении стока транзистора 5 В и входной мощности $P_{\text{in}} = -1$ дБм показаны на рис 5, *а*.



а



б



в

Рис. 5. Частотные характеристики однокаскадного усилителя мощности:
а – моделирование; *б* – измерения; *в* – фотография кристалла

Измеренные с помощью зондовой станции частотные характеристики усилителя непосредственно на пластине приведены на рис 5, *б*. Измеренная максимальная выходная мощность при сжатии 1 дБ составила $P_{1дБ}$ = 7дБм. Отличие измеренной выходной мощности от предсказанного значения частично объясняется тем, что в связи с опасностью пробоя транзистора измерения проводились при меньшем напряжении на стоке (3,5 В). Ток, потребляемый усилителем, составляет 40 мА.

Список литературы

1. Комплекс программ «визуального» проектирования транзисторных СВЧ усилителей и пассивных цепей / Л. И. Бабак, М. В. Черкашин, Д. А. Зайцев и др. // Сб. докл. междунар. научн.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития». – Томск : В-Спектр. – 2007.– Ч. 2. – С. 113.

2. Дмитриенко, К. С. Построение нелинейной модели GaAs mHEMT транзистора / К. С. Дмитриенко, А. А. Коколов, Л. И. Бабак // Наст. сборник.

3. Бабак, Л. И. Программа синтеза согласующий цепей на основе генетического алгоритма / Л. И. Бабак, В. А. Вьюшков // Сб. тр. 16-ой Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Изд-во «Вебер». – 2006. – Т. 1 – С. 209.

4. Сальников, А. С. Разработка библиотеки элементов для отечественных GaAs технологии СВЧ МИС в системе AWR Microwave Office. / А. С. Сальников, А. А. Коколов, Ф. И. Шеерман // Наст. сборник.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ ЛОПАСТНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Р. Н. Распутин, С. А. Молчанов, А. С. Артюх (научный руководитель)

Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж)
394064, Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54 а
E-mail: artyukh@list.ru

Представлены результаты исследований характеристик направленности одного из вариантов лопастной активной фазированной антенной решетки с учетом вращения несущего винта вертолёта в полёте.

Анализ недавних военных конфликтов показывает, что эффективность обнаружения бронетанковой техники и средств ПВО противника с боевого вертолёта в сложных метеоусловиях с помощью современных поисковых систем, в том числе и радиолокационных, в настоящее время недостаточна. Поэтому возникает необходимость применения технических решений, позволяющих качественно решить данную задачу.

Основными тактическими характеристиками радиолокационных систем, влияющими на их боевую эффективность, являются: дальность обнаружения, разрешающая способность по угловым координатам и помехозащищенность.

Повышение вышеназванных характеристик предлагается достичь в результате оснащения боевого вертолёта радиолокационной системой с лопастной активной фазированной антенной решеткой (АФАР). Для управления излучением лопастной АФАР используется нелинейно-дифракционный способ фазирования, существенно снижающий требования, предъявляемые к жесткости конструкции излучающего полотна антенной системы, и не требующий наличия фазовращателей в приёмопередающих модулях (ППМ) [1]. Размеры несущего винта (НВ) вертолёта позволят получить апертуру больших размеров, обеспечивающую узконаправленное излучение при работе на относительно длинных волнах, менее подверженных ослаблению в осадках (5 см и более). Повышение помехозащищенности можно достичь минимизацией уровня боковых лепестков (УБЛ) антенны.

ППМ, установленные на лопастях, будут случайно изменять свои координаты в каждый момент времени. Известно, что определение предельно достижимых характеристик случайной антенны на этапе проектирования необходимо проводить с использованием статистической теории антенн [2].

Алгоритм статистического синтеза излучающего раскрыва лопастной АФАР с нелинейно-дифракционным фазированием основывается на разработанной математической модели диаграммы направленности (ДН) [3]. Влияние различных факторов, воздействующих на НВ в полёте, в данной математической модели учитывается вводом случайных составляющих в выражения, описывающие динамику лопастей. Случайное изменение координат ППМ в полёте осуществляется в пределах эллипса рассеивания, размеры которого определяются известными значениями углов взмаха и качания лопастей НВ [4].

В результате решения задачи статистического синтеза необходимо получить распределение ППМ в излучающем раскрыве, при котором обеспечиваются характеристики направленности, изменяющиеся при вращении НВ в заданных пределах с заданной вероятностью.

Статистический синтез излучающего раскрыва лопастной АФАР проводится по трехэтапному алгоритму [5]. На основе данного алгоритма в среде «Delphi» разработан программный продукт, посредством которого сформирован излучающий раскрыв с заданными характеристиками направленности.

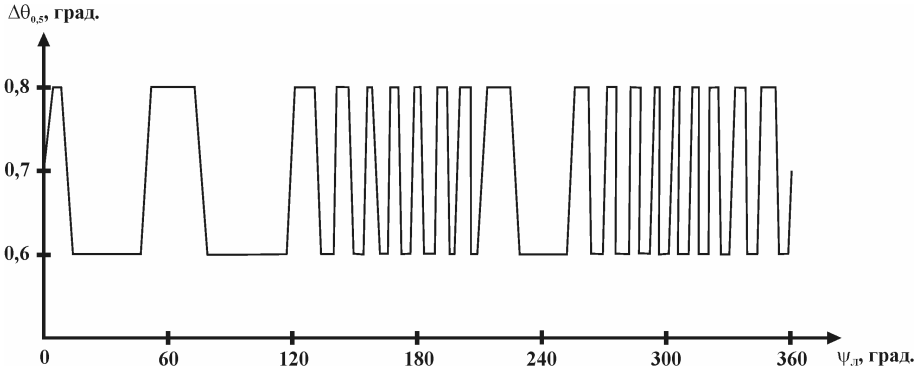


Рис. 1. График изменения средней ШДН при вращении несущего винта

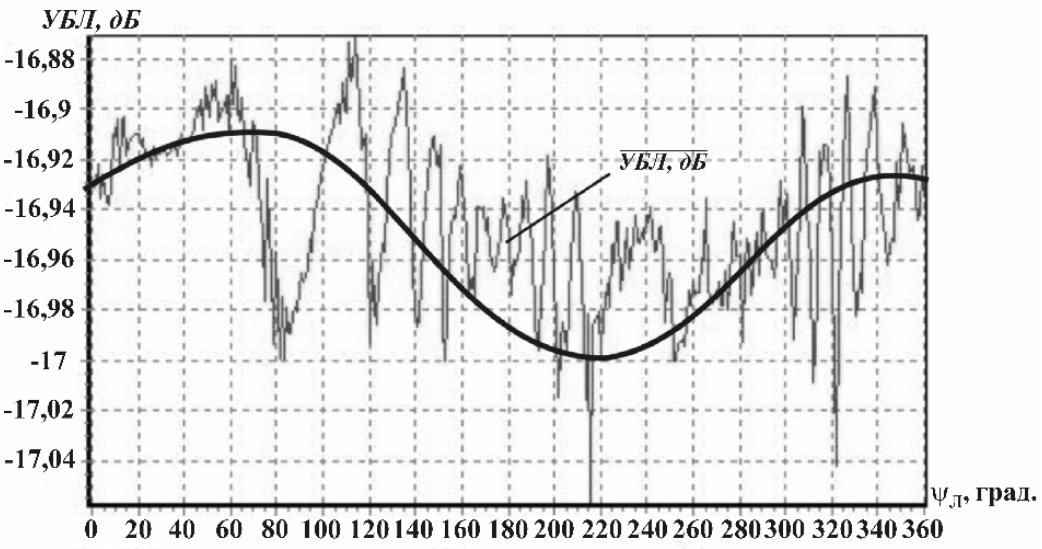


Рис. 2. График изменения среднего УБЛ при вращении несущего винта

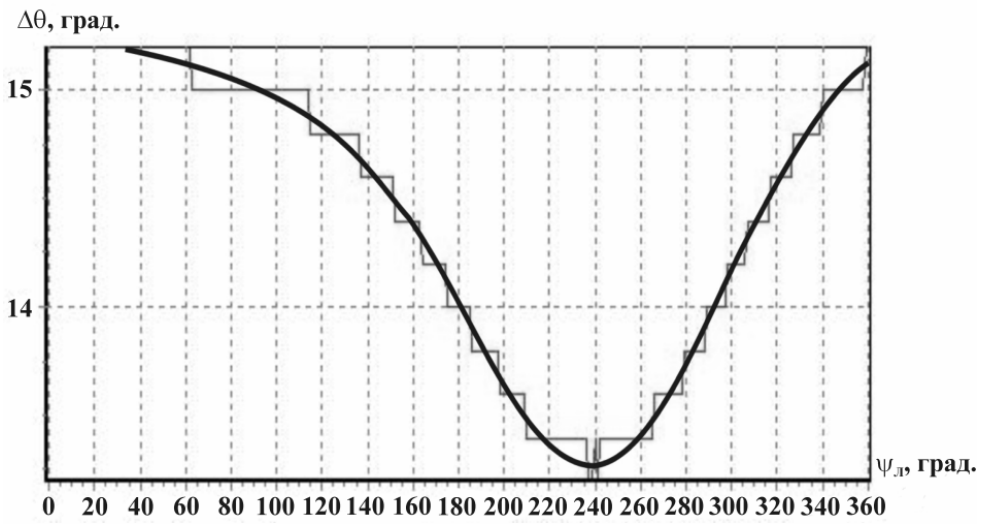


Рис. 3. График смещения главного максимума средней ДН
в азимутальной плоскости при вращении несущего винта

Для оценки эффективности лопастной АФАР необходимо исследовать её направленные свойства (ширину диаграммы направленности (ШДН) и УБЛ) с учётом вращения НВ в полёте. На рис. 1–3 представлены зависимости средних характеристик направленности от вращения НВ, полученные для излучающего раскрыва однолопастной АФАР с рабочей длиной волны 5 см, состоящего из слабонаправленных антенн.

В результате проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

средняя ШДН в азимутальной плоскости синтезированного излучающего раскрыва составляет 0,7 градусов, изменяясь в результате вращения НВ в пределах $\pm 0{,}1$ градуса;

характер изменения УБЛ ДН при вращении НВ в полёте зависит главным образом от нахождения апертуры лопастной АФАР в пределах области формирования аналога плоской волны;

величина ухода главного максимума ДН лопастной АФАР в азимутальной плоскости зависит от смещения лопасти со вспомогательными излучателями относительно лопасти с ППМ, и изменяется циклически при вращении НВ;

циклическое изменение характеристик направленности возможно учитывать путем ввода соответствующих поправок при обработке принятого сигнала.

Список литературы

1. Артюх А. С. Лопастная активная ФАР вертолётной БРЛС / А. С. Артюх // Вестн. ИрГТУ. – 2007. – № 1 (29). – С. 51–52.

2. Справочник по антенной технике : справ. в 5-ти т. / Л. Д. Бахрах, Л. С. Бенисон, Е. Г. Зелкин и др. ; под ред. Я. Н. Фельда, Е.Г. Зелкина. – М. : ИПРЖР, 1997. – Т. 1. – 256 с.

3. Артюх, А. С. Математическая модель диаграммы направленности вертолётной лопастной активной ФАР с нелинейно-дифракционным фазированием / А. С. Артюх, А. А. Неудакин // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. – Красноярск : ИПЦ КГТУ. – 2005. – 732 с.

4. Володко, А. М. Основы конструкции и технической эксплуатации одновинтовых вертолётов / А. М. Володко, А. Л. Литвинов. – М. : Воениздат, 1986. – 200 с.

5. Артюх, А. С. Статистический синтез вертолётной лопастной активной ФАР с нелинейно-дифракционным фазированием / А. С. Артюх, А. А. Неудакин // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. – Красноярск : ИПЦ КГТУ. – 2006. – 730 с.

УСТАНОВКА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ И ВЛАЖНОСТИ ПЛОСКИХ ЛИСТОВЫХ МАТЕРИАЛОВ

Е. В. Емельянов, Г. Е. Дунаевский (научный руководитель)

Томский государственный университет
634050, Томск, пр. Ленина, 36
E-mail: EmelyanovEV@mail2000.ru

Предлагается комбинированный метод, обеспечивающий одновременную фиксацию радиоволновых и весовых параметров применением, соответственно, резонаторного радиофизического и сухо-весового методов.

Введение

Измерение влажности во многих случаях необходимо для получения новых знаний о физических характеристиках природных веществ [1–3]. Контроль количества влаги необходим для обеспечения качества производимой продукции: обширного ряда бинарных смесей, изделий из дерева, бумаги и др.

Среди принятых в настоящее время методов диагностики влажности выделяют радиофизические методы: кондуктометрические, емкостные, волноводные, резонаторные (объемные [4–6], микрополосковые [7–9], коаксиальные [7], открытые [10] резонаторы). К достоинствам радиофизических методов относятся: высокая чувствительность, быстродействие, возможность выдачи информации в цифровом виде и относительная простота автоматизации процесса сбора и обработки данных.

Для исследования влажности листовых материалов, которые являются объектом исследования данной работы, предпочтительно использовать открытые резонаторы (ОР) [11], которые хорошо зарекомендовали себя в исследованиях и измерениях параметров нитевидных материалов, в контроле толщины и однородности полиэтиленовой пленки [12]. Открытый резонатор, который является по своей сути квазиоптическим преобразователем, особенно удобен для исследования листовых материалов благодаря свободному доступу к рабочему объему резонатора, возможности изучения характеристик образцов различных размеров, возможности исследования как интегральных характеристик образца, так и его отдельных участков. Квазиоптический преобразователь позволяет наиболее простым способом реализовать неразрушающий бесконтактный метод измерений.

Теория ОР достаточно развита для описания электродинамических характеристик резонатора и их изменений при внесении в его полость диэлектрических образцов различной формы. Обычно предполагается положение образца в полости резонатора строго фиксированным и неподвижным. В процессе производства такие требования выполнить, зачастую, невозможно. В [11] теоретически и экспериментально показаны пути устранения влияния вибраций образца и его перемещений в пространстве на результаты контроля. Представляет интерес оценить возможность применения этих подходов и при измерении влажности материалов.

Известно, что диэлектрическая проницаемость (ДП) влагосодержащих композиционных материалов определяется количеством в них воды. Но в связи с неоднозначностью связи величины ДП образца с количественным содержанием влаги обычно прибегают к калибровке с помощью гостированного сухо-весового метода, в котором содержание влаги определяется сравнением высушенного образца с увлажненным. При подобных калибровочных процедурах для радиофизического метода производятся раздельные измерения влажности двумя методами: сначала измеряется вес, затем образец переносится в измерительную ячейку, изменение электродинамических характеристик которой фиксируются, или наоборот. Понятно, что на это требуется время, за которое неизбежна потеря влаги, что отрицательно сказывается на эффективности и качестве калибровки.

В данной работе предлагается комбинированный метод, обеспечивающий одновременную фиксацию радиоволновых и весовых параметров применением, соответственно, резонаторного радиофизического и сухо-весового методов. При этом для повышения качества калибровки и точности измерений использована современная цифровая аппаратура.

Экспериментальная установка для синхронных измерений диэлектрической проницаемости и влажности плоских листовых материалов

Блок-схема установки приведена на рис. 1. Измерения проводились в 8-мм диапазоне длин волн в ОР длиной L = 13,4 см, образованном вогнутыми зеркалами с диаметром апертуры $2a$ = 12 см и радиусом кривизны R = 20 см. Использовался основной тип колебаний, схема измерения «на проход».

Связь резонатора с трактом осуществлялась с помощью волноводов прямоугольного сечения, сходящихся по узкой стенке в щели на зеркалах. При этом, во-первых, потери и сдвиги фаз, вносимые элементами связи, не зависят от положения бумаги; во-вторых, обеспечивается линейная поляризация колебаний ОР (ортогональная плоскости щелей связи [11]), в плоскости, ортогональной плоскости исследуемого образца.

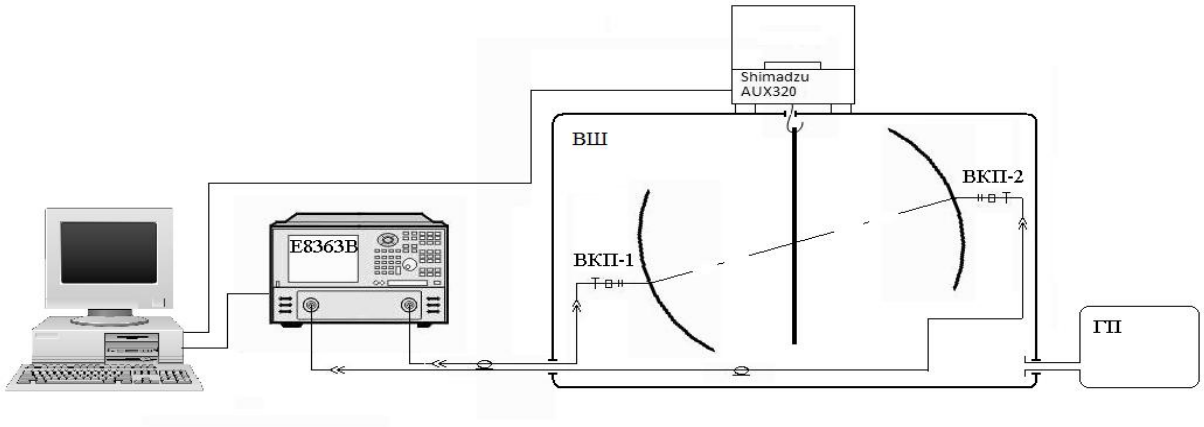


Рис. 1. Блок-схема экспериментальной установки

Для проведения исследований использовалось оборудование ЦКП «Центр радиоизмерений ТГУ», аккредитованного в 2009 году на техническую компетентность в области измерения диэлектрической проницаемости на СВЧ. Измерительная установка включает в себя: ЭВМ, векторный анализатор цепей PNA E8363B фирмы Agilent Technology, 8-мм открытый резонатор, аналитические весы AUX320 фирмы Shimadzu, сушильный шкаф (ВШ), генератор пара (ГП), коаксиальные линии связи, а так же волноводно-коаксиальные переходы (ВКП-1, ВКП-2).

Сигнал от первого входа анализатора цепей E8363B через коаксиальный кабель, ВКП-1 и волновод попадает на элемент связи ОР. Далее сигнал проходит через резонатор с исследуемым образцом, через элемент связи второго зеркала поступает в волновод, ВКП-2 и коаксиальный кабель, и подается на второй вход анализатора цепей. На ЭВМ поступает сигнал с анализатора цепей и аналитических весов AUX320, производится синхронная запись в память ЭВМ результатов электродинамических и весовых измерений. Установка довольно компактна, так как генераторный и измерительный блоки являются составляющими анализатора цепей PNA E8363B.

Во избежание быстрого высыхания образца резонатор помещался в пластиковый корпус вытяжного шкафа радиохимического 1ШВ1–2ОС (ВШ) и устанавливался на подставке с возможностью изменения угла ϑ между оптической осью резонатора и плоскостью образца. Для изменения влажности в ВШ предусмотрен генератор пара, с помощью которого задавался и поддерживался необходимый уровень влажности в шкафу.

Влажность и температура контролировались гигрометром психометрическим ВИТ-2. Образец подвешивался посредством нити к весам AUX320, конструкцией которых предусмотрено такое крепление.

Экспериментальные исследования

Измерения проводились на писчей бумаге марки ZOOM Extra A4. Размер листа определялся конструкцией резонатора (диаметром пучка поля резонатора) и в нашем случае составлял размер А5.

«Сухой» лист бумаги помещался в кювету с дисстилированной водой и вымачивался несколько минут до полного промокания. Под термином «сухой» понимается бумага с естественным содержанием влаги, то есть не специально вся влага не удалялась. Известно, что при полном удалении влаги физические характеристики бумаги изменяются необратимо. Для равномерной пропитки водой лист помещался в полиэтиленовый мешок (мультифору) на 10 минут, после чего влажный лист бумаги вертикально размещался в наклоненный под углом ϑ ОР и одновременно крепился к измерительным весам.

Вес листа естественной влажности принимался за исходный, содержание влаги определялось изменением веса:

$$W_{\%} = \frac{P_{\text{вл}} - P_{\text{сух}}}{P_{\text{сух}}},$$

здесь $W_{\%}$ – влажность листа; $P_{\text{вл}}$ – вес влажного листа; $P_{\text{сух}}$ – вес «сухого» листа.

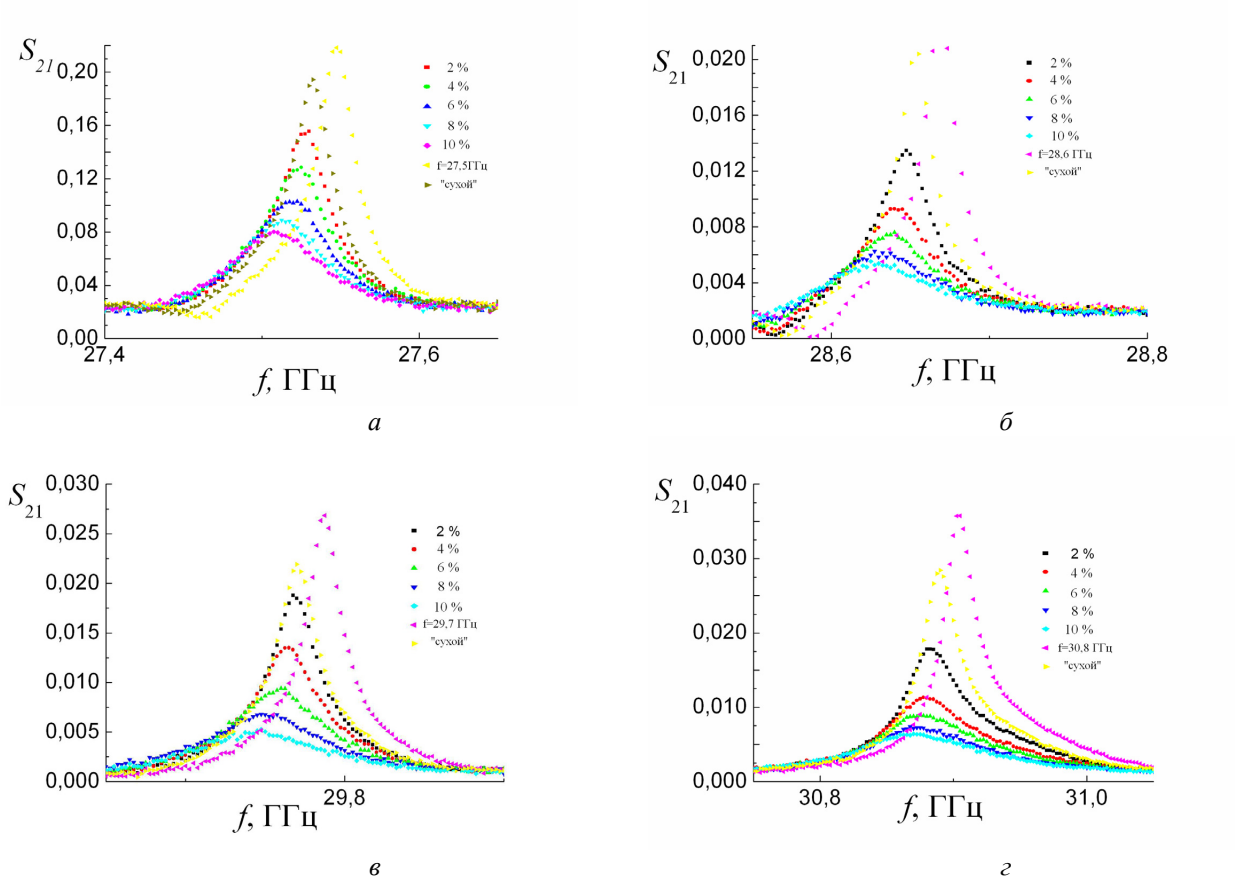


Рис. 2. Графики резонансных частот открытого резонатора, нагруженного влагосодержащей бумагой:
а – $f_{\text{рез}1}$ = 27,5 ГГц; *б* – $f_{\text{рез}2}$= 28,6 ГГц; *в* – $f_{\text{рез}3}$= 29,7 ГГц; *г* – $f_{\text{рез}4}$= 30,8 ГГц.
Угол наклона диэлектрика к оптической оси резонатора – 34º

Измерения значений коэффициента прохождения резонатора (S_{21}) были проведены в окрестности четырех резонансных частот ($f_{рез}$: 27,5 ГГц; 28,6 ГГц; 29,7 ГГц; 30,8 ГГц), полученные результаты показаны на рис. 2 в виде резонансных кривых, амплитуда и ширина которых изменяется по мере изменения влажности образца.

Другое приложение предлагаемого метода – исследование комплексной диэлектрической проницаемости влагосодержащих композитов, что дает возможность получения новых знаний о физике взаимодействия молекул воды с субстратом, определения степени связанности воды и порога перколяции.

Для определения диапазона значений угла ϑ, при которых обеспечивается инвариантность к продольным перемещениям и вибрациям образца, проводились измерения для образцов с одинаковой влажностью при различных углах наклона.

Результаты, представленные на рис. 3, *а*, *б*, показывают уменьшение величины диэлектрической проницаемости с ростом частоты при одной и той же концентрации влаги. Это явление является общеизвестным, предсказывается соотношениями Дебая и теориями композиционной смеси, при этих значениях углов вибрации и перемещения образцов не приводили к изменениям значений измеренных резонансных частот и добротностей. На двух других рисунках эта закономерность нарушается. Вероятно, это связано с увеличением угла ϑ выше определенного предела. Тем самым показано, что наиболее эффективно устройство диагностики влажности на основе ОР работает в диапазоне углов ϑ в пределах 30–50º, когда возможно пренебрежение изменением угла по причине вибрации листа или его перемещения в пространстве.

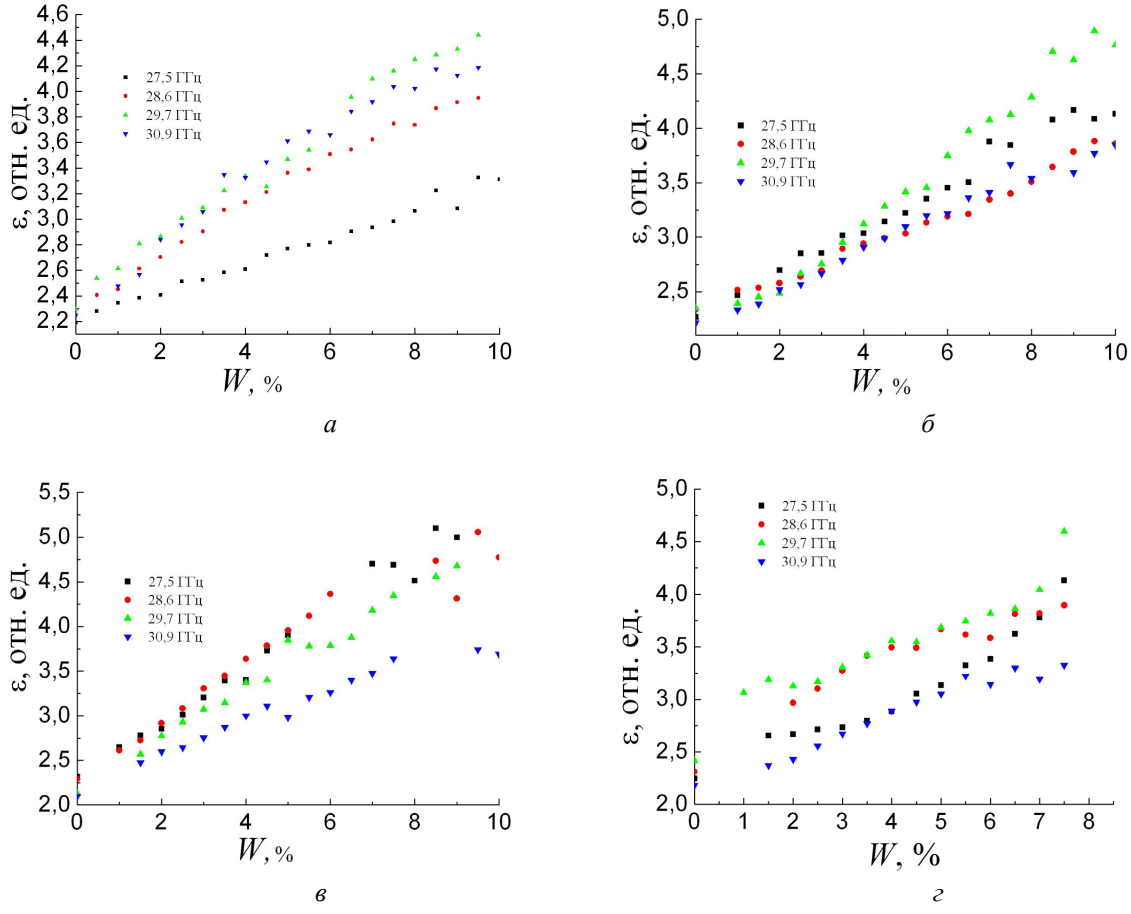


Рис. 3. Зависимость измеренных значений диэлектрической проницаемости от влажности листа, угол наклона диэлектрика ϑ: *а* – 34º, *б* – 45º, *в* – 55º, *г* – 60º

Вывод

Показано, что одновременное измерение влажности сухо-весовым методом и методом квазиоптического резонатора существенно повышает точность и качество калибровки. Экспериментально определенные значения угла ϑ, при котором вибрации и перемещения образца вдоль оси резонатора не влияют на электродинамические характеристики резонатора, лежат в пределах от 30 до 50º.

Работа выполнена при поддержке грантов: АВЦП 2.1.1/4513 по проекту «Разработка физических основ создания методов и средств терагерцовой диагностики фундаментальных характеристик материалов искусственного и природного происхождения»; государственный контракт № П 2126 от 05.11.2009 г. «Разработка элементной базы устройств гигагерцового и терагерцового диапазонов на основе квазистатических и квазиоптических подходов»;. государственный контракт № П 2476 от 19.11.2009 г. «Многофункциональная аппаратура гигагерцового и терагерцового диапазонов на принципах квазистатических и квазистатических подходов».

Список литературы

1. Комаров, С. А. Исследование диэлектрического спектра комплексной диэлектрической проницаемости влажных почвогрунтов / С. А. Комаров, В. Л. Миронов, Ю. И. Лукин // Изв. вузов. Физика. – 2006. – Т. 9. – С. 29.

2. Фурашов, Н. И. Исследование диэлектрических свойств воды в диапазоне частот 75–120 ГГц / Н. И. Фурашов, В. Е. Дудин, Б. А. Свердлов // Изв. вузов. Радиофизика. – 2006. – Т. 49. – Вып. 6. – С. 489–501.

3. Проникновение микроволнового излучения в воду / В. Ю. Князев, И. А. Коссый, Н. И. Малых, Е. С. Ямпольский // ЖТФ. – 2003. – Т. 73. – № 11. – С. 133–136.

4. Миронов, В. Л. Метод калибровки полоскового резонатора при измерениях комплексной диэлектрической проницаемости влажных почв и грунтов / В. Л. Миронов, И. В. Савин // ПТЭ. – 2006. – № 1. – С. 128–134.

5. Гарин, Б. М. Физические свойства резистивных нитей и структур на их основе в СВЧ-диапазоне / Б. М. Гарин, О. А. Дьяконова, Ю. Н. Казанцев // ЖТФ. – 1999. – Т. 69. – № 1. – С. 104.

6. Миронов, В. Л. Метод создания спектроскопической базы данных диэлектрических свойств влажных почв в СВЧ-диапазоне / В. Л. Миронов, Л. Г. Косолапова, С. В. Фомин // Изв. вузов. Радиофизика. – 2007. – С. 339–349.

7. Беляев, Б. А. Восстановление функций распределения времен релаксации жидких кристаллов 7СВ и 7ОСВ по диэлектрическим спектрам / Б. А. Беляев, Н. А. Дрокин, В. Ф. Шабанов // ФТТ. – 2006. – Т. 48. – Вып. 5. – С. 724–729.

8. Suslyaev V.I., Kochetkova T.D. The microwave spectra of the permittivity of aqueous methanol solutions measured in the relaxation region. // Russian Physics Journal. 2003. p. 929–932.

9. Suslyaev V.I., Kochetkova T.D., Zhuravlev V.A., Sudakov S.V. An automated setup for investigating the temperature dependence of the permittivity spectra of polar liquids in the range of 0.1-1.25 GHz // Instruments and Experimental Techniques. 2003. p. 672-676.

10. Открытые резонаторы для измерения малых диэлектрических потерь / С. Н. Власов, Е. В. Копосова, С. Е. Мясникова, В. В. Паршин // ЖТФ. – 2002. – Т. 72. – № 12. – С. 79–87.

11. Дунаевский, Г. Е. Открытые резонаторные преобразователи / Г. Е. Дунаевский. – Томск : Изд-во НТЛ, 2006. – 300 с.

12 Дунаевский, Г. Е. Открытые резонаторы в радиоволновой диагностике / Г. Е. Дунаевский. – Томск : Изд-во НТЛ, 2006.– 304 с.

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА СТАТИСТИЧЕСКИХ МОМЕНТОВ ДЛЯ РАСЧЕТА ЭЛЕКТОМАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ МАТЕРИАЛОВ С БОЛЬШИМИ ПОТЕРЯМИ В ГИГАГЕРЦОВОМ ДИАПАЗОНЕ

Г. Е. Кулешов, В. И. Сусляев (научный руководитель)

Томский государственный университет
634050, Томск, пр. Ленина, 36
E-mail: grigorij-kge@sibmail.com

Обсуждается проблема измерения электромагнитных параметров материалов с большими магнитными потерями с использованием нерегулярного микрополоскового резонатора (НМПР) в качестве измерительной ячейки. Для расширения частотного диапазона использовался многомодовый режим работы НМПР. Проведено моделирование и теоретический расчет влияние электромагнитных параметров на четыре первых момента, построены соответствующие зависимости. По результатам расчета сформирован банк данных значений основных четырех моментов для соответствующих электромагнитных параметров. Проведена соответствующая экспериментальная проверка данной методики.

С каждым годом ускоряются темпы развития электроники. Увеличивается число разработанных радиоэлектронных устройств, работающих в микроволновой области электромагнитного излучения, которые используются в сотовой связи, последних моделях компьютеров и цифровой аппаратуре различного назначения. В настоящее время активно используется диапазон 1–4 ГГц, поскольку переход к высоким частотам позволяет относительно легко достичь уменьшения геометрических размеров и веса радиоэлементов, а также уплотнение их расположения. Вместе с тем при переходе в микроволновый диапазон многие материалы, хорошо зарекомендовавшие себя на низких частотах, теряют свои свойства и перестают работать. Возникает необходимость создания новых материалов, и исследование электромагнитных параметров в указанного диапазона является актуальной задачей. Известно [1], что в диапазоне 0,1–4 ГГц хорошо зарекомендовали себя микрополосковые резонаторы (МПР) и нерегулярные микрополосковые резонаторы (НМПР) [2–4].

Высокая величина диэлектрической проницаемости подложки ε, как правило используемая в НМПР, приводит к существенному уменьшению геометрических размеров данных устройств. Нерегулярность в виде воздушной полосковой линии приводит к тому, что спектр собственных частот НМПР становится неэквидистантным, и основная мода колебаний отдаляется от более высокочастотных мод. Именно эта мода используется для измерения магнитной проницаемости материала. Обеспечение широкополосности достигается набором НМПР с различной частотой первой моды, однако число частотных точек, в которых производится измерение, можно существенно увеличить, используя многомодовый режим резонатора.

Методика расчета величин комплексной магнитной и диэлектрической проницаемостей по реакции НМПР на внесение в его полость исследуемого образца описан в []. При измерениях магнитной проницаемости $\mu^* = \mu' - i\mu''$ материалов с большими потерями на высших модах экспериментально отмечено [5], что при некоторых сочетаниях магнитной и диэлектрической проницаемостей нечетный пик сливается с четным и его максимальное значение явно не выделяется. При этом метод расчета комплексной магнитной и диэлектрической проницаемости, хорошо зарекомендовавший себя в случаи с явно выраженными модами колебаний (т. е. можно определить местоположение максимума соответственно четной и нечетной моды), престает работать.

Из методов статистических вычислений [6] известно, что любую кривую можно описать моментами, в общем случае, бесконечным количеством. Известно также, что примерно 90 % информации о форме кривой содержат первые четыре момента. Именно

по этой причине для описания резонансных кривых, соответствующих случаю больших магнитных потерь нами предложено использовать четыре первых момента [5, 7]. Для расчета четырех основных моментов мы воспользовались формулами (1)–(4):

$$\overline{f} = m_1 = \frac{\sum_{j=1}^{k} f_j u_j}{\sum_{j=1}^{k} u_j}, \tag{1}$$

$$\overline{\sigma} = \sqrt{\mu_2} = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^{k} \left(f_j - \overline{f}\right)^2 u_j}{u}}, \tag{2}$$

$$\alpha = r_3 = \frac{\mu_3}{\overline{\sigma}^3}, \tag{3}$$

$$\iota = r_4 - 3 = \frac{\mu_4}{\overline{\sigma}^4} - 3. \tag{4}$$

Здесь f_j – частотная точка; u_j – интенсивность резонансной кривой в соответствующей частотной точке; $\mu_{1,2,3,4}$ – соответственно 1, 2, 3 и 4-й центральные моменты. Задача исследования – установить связь этих статистических моментов с величинами комплексных магнитной и диэлектрической проницаемостей.

Численное решение прямой задачи – расчет амплитудно-частотной характеристики НМПР при заданных значениях μ', μ", ε', ε" образца, помещаемого в полость резонатора, и вычисление статистических моментов полученных резонансных кривых, позволили установить связь моментов кривой с электромагнитными характеристиками. Были построены соответствующие зависимости каждого из них [8]. По результатам расчета сформирован банк данных значений основных четырех моментов для соответствующих электромагнитных параметров μ', μ", ε', ε".

Обратная задача – определение значений электромагнитных характеристик по измеренным АЧХ нерегулярного микрополоскового резонатора и вычисленным статистическим моментам резонансной кривой решается подбором соответствующих значений из сформированного банка данных.

Экспериментальное исследование произведено на установке, построенной на основе измерителя модуля коэффициента передачи и отражения Р2М-04 и НМПР. Радиоспектроскоп позволяет исследовать магнитную [9] и диэлектрическую[10] проницаемость разнообразных веществ в диапазоне частот 0,1–4 ГГц и интервале температур 220–340К. Блок-схема экспериментальной установки представлена на рис. 1 и состоит из: 1) СВЧ тракта; 2) температурного блока; 3) измерительно-вычислительного комплекса для сбора и обработки данных; 4) измерительной ячейки. Прибор работает в составе с ЭВМ, которая выполняет ряд вычислительных функций и обеспечивает панорамное отображение результатов измерений. Для исследования температурной зависимости измерительная ячейка заключена в пенопластовый термостат. Повышение температуры обеспечивается нагревательным прибором, а понижение – испарением жидкого азота, который наливается на дно термостата. Скорость охлаждения зависит от количества азота. В качестве датчика

температуры использован терморезистор типа СТ3-19, который закреплён в непосредственной близости от зазора, заполненного образцом, на массивной металлической пластине НМПР, обеспечивающей равномерное нагревание всего объема образца. Терморезистор находится вблизи образца, на который сверху надевается небольшой пенопластовый кожух, чтобы исключить или пренебрежимо ослабить движение окружающего воздуха. Принятые меры позволяют считать, что сопротивление терморезистора соответствует температуре образца. Сопротивление определяется LRC измерителем. Данная установка позволяет проводить исследования как магнитной [9], так и диэлектрической [10] проницаемости разнообразных веществ.

Параметры используемого перестраиваемого НМПР приведены в табл. 1.

В качестве материала для измерений комплексной магнитной проницаемости и проверки действительности результатов, получаемых методом моментов, были выбраны образцы гексагонального ферримагнетика следующего состава $BaCo_{0,7}Zn_{1,3}Fe_{16}O_{27}$ (W-тип), который имеет наиболее подходящий спектр магнитной проницаемости в области частот 1–4 ГГц. Спектры этого гексаферрита измерены коаксиальным методом и с помощью объемного резонатора. Достоверность полученного спектра проверена методикой соотношениями Крамерса-Кронига [11]. Материал интересен также тем, что при изменении температуры происходит немонотонное смещение частоты естественного и «слияния» высших мод. В результате при измерения температурной зависимости комплексной магнитной проницаемости данного образца можно использовать сразу два метода: метод моментов и метод с явно выраженным максимумом.

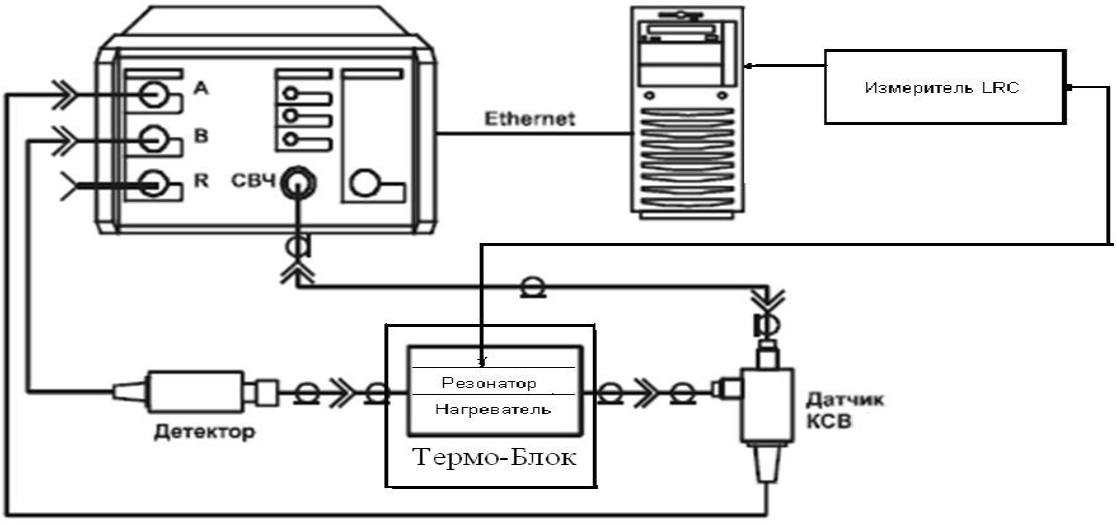


Рис. 1. Блок-схема измерительного радиоспектроскопа

Таблица 1

Параметры ПНМПР

Длина отрезков L_2, мм	Длина зазора $2L_1$, мм	Ширина полосок, мм	Толщина подложки H, мм	Емкости связи, пф	Частота первого резонанса, МГц	Частота второго резонанса, МГц	Частота третьего резонанса, МГц
28,4	6	5	1	5,5	286,75	641,15	869,0

На рис. 2 представлены результаты измерения комплексной магнитной проницаемости гексаферрита $BaCo_{0,7}Zn_{1,3}Fe_{16}O_{27}$ на третьей (F_3 = 869 МГц) моде НМПР с исполь-

зование метода максимумов и метода моментов. Сравнение произведено при температурах, когда максимум третьей моды исчезал. Видно, что в пределах доверительного интервала (при доверительной вероятности 90 %) значения полученные методом моментов соответствуют результатам измерений с использованием метода двух максимумов.

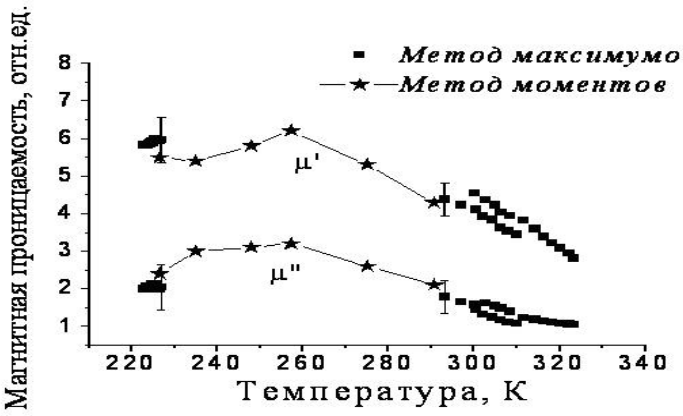


Рис. 2. Зависимость комплексной магнитной проницаемости от температуры на частоте 869 МГц для сплошного образца гексаферрита $BaCo_{0,7}Zn_{1,3}Fe_{16}O_{27}$

Таким образом, метод статистических моментов позволяет проводить измерения спектров магнитной проницаемости материалов с большими магнитными потерями в НМПР на третьей и последующих нечетных модах, значительно расширяя частотный диапазон измерительной ячейки.

Список литературы

1. Исследование электромагнитных параметров бикомплексных сред на СВЧ с помощью нерегулярного микрополоскового резонатора : препринт №735-ф. / Б. А. Беляев, В. А. Журавлев, В. И. Сусляев и др. ; Красноярск : Ин-т физики СО АН СССР, 1994. – 54 с.

2. Беляев, Б. А. Исследования материалов на сверхвысоких частотах мирополосковыми датчиками / Б. А. Беляев, Н. А. Дрокин, А.А. Лексиков // Изв. вузов. Физика. – 2006. – № 9. – С. 45–53.

3. Qiu J., Gu M., Shen H. Microwave absorption properties of Al- and Cr-substituted M-type barium hexaferrite // J. Magn. Magn. Mat., 2005. – V. 295. – Is. 3. – P. 263–268.

4. Xin Chen, Yungui Ma., Feng Xu, et al. A broadband permeability measurement of FeTaN lamination stack by the shorted microstrip line method // J. Appl. Phys., 2009. – V. 105. – P. 013904-1– 013904–5.

5. Применение метода моментов для обработки АЧХ НМПР, содержащего материал с большими магнитными потерями / О. А. Доценко, Г. Е. Кулешов, Е. Ю. Коровин, В. И. Сусляев // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. – Красноярск : СФУ; Политехн. институт, 2007. – С. 233–234.

6. Митропольский, А. К. Техника статистических вычислений / А. К. Митропольский. – М. : Наука, 1971. – 576 с.

7. Доценко, О. А. Измерение температурных зависимостей спектров магнитной проницаемости гексаферритов методом вариации частоты в нерегулярном микрополосковом резонаторе / О. А. Доценко, Г. Е. Кулешов, В. И. Сусляев // Изв. вузов. Физика. – 2008. – № 9/2. – С. 170–171.

8. Кулешов, Г. Е. Измерение электромагнитных параметров материалов с большими потерями в микрополосковом нерегулярном резонаторе / Г. Е. Кулешов, В. И. Сусляев // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. – Красноярск : СФУ; Политехн. институт, 2009. – С. 160–163.

9. Доценко, О. А. Температурные зависимости СВЧ-спектров магнитной проницаемости наноразмерных порошков гексаферрита W-типа / О. А. Доценко, Е. Ю. Коровин, В. И. Сусляев, Г. Е. Кулешов // Изв. вузов. Физика. – 2006. – № 9. – С. 35–39.

10. Сусляев, В. И. Автоматизированная установка для исследования температурной зависимости спектров диэлектрической проницаемости полярных жидкостей в диапазоне 0,1–1,25 ГГц / В. И. Сусляев, В. А. Журавлев, Т. Д. Кочеткова, С. В. Судаков // Приборы и техника эксперимента. – 2003. – № 5. – С. 1–5.

11. Сусляев, В. И. Анализ микроволновых спектров магнитной проницаемости ферритов с гексагональной структурой / В. И. Сусляев, В. А. Журавлев // Изв. вузов. Физика. – 2006.– Т. 49. – № 9.– С. 119–124.

ДИСКРЕТНО-ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ФИЛЬТР С ВЕСОВОЙ МАТРИЦЕЙ

А. С. Овчинников, В. М. Владимиров (научный руководитель), С. Н. Кулинич

Красноярский научный центр СО РАН
660036, Красноярск, Академгородок, 50
E-mail: kulinich@ksc.krasn.ru

Обсуждаются вопросы, связанные с проектированием дискретно перестраиваемых полосно-пропускающих микрополосковых фильтров с весовой коммутирующей матрицей емкостных элементов. Приведены способы стабилизации полосы пропускания и входного волнового сопротивления дискретно перестраиваемых фильтров. Показано, что применяя способ основанный на различии пространственного распределения E и H компонент электромагнитного поля можно значительно расширить диапазон перестройки частоты дискретно перестраиваемых микрополосковых фильтров.

Введение

В настоящее время микрополосковые фильтры (МПФ) с дискретно-перестраиваемой частотой широко применяются в спутниковых телекоммуникационных системах, в перестраиваемых гетеродинах, приемниках СВЧ, в генераторах шума с перестраиваемой частотой. В основном, электрически перестраиваемые фильтры разрабатываются по интегральным технологиям. Различия этих технологий, заключаются, в способах перестройки рабочей частоты резонаторов фильтра. Наиболее распространенные способы перестройки частоты, основаны на: гиромагнитных эффектных в ферромагнитных средах [1]; на изменении ёмкости обратно смещенного перехода варакторных диодов [2]; на изменении емкости и индуктивности перестраиваемых элементов, созданных по MEMS технологиям [3]; на применении сегнетоэлектрических конденсаторов [4]; а также способе изменения частоты резонаторов, при помощи оптически перестраиваемой индуктивности канала полевого транзистора [5]. Несмотря на то, что все вышеперечисленные способы находят широкое практическое применение, они обладают рядом существенных недостатков. Основным недостатком перестраиваемых фильтров на сферах ЖИГ, обладающих высокой добротностью является их низкое быстродействие. У фильтров с емкостной перестройкой частоты обеспечивается достаточно высокие скорости перестройки, но их высокие потери ограничивают реализацию узкополосных фильтров, к тому же, электрически управляемые конденсаторы обладают большим технологическим разбросом параметров. Данная работа посвящена решению вопросов связанных с проектированием дискретно перестраиваемых полосно-пропускающих микрополосковых фильтров с весовой коммутируемой матрицей емкостных элементов.

Основная часть

Для значительной части задач, в области проектирования СВЧ-систем, необязательно осуществлять непрерывную перестройку частоты селективных устройств, достаточно произвести дискретную перестройку частоты с заданной дискретностью, или дискретностью заданной по определенному закону. Но для таких СВЧ устройств, предъявля-

ются повышенные требования к передаточным и избирательным характеристикам, термостабильности, возможности производства по интегральной технологии. Для достижения высоких значений передаточной характеристики необходимо чтобы элементы, влияющие на коэффициент передачи в полосе пропускания фильтра во всем диапазоне перестройки, имели стабильные параметры и слабо зависели от частоты и внешних воздействий. Добиться относительно высоких основных характеристик перестраиваемых фильтров можно применяя квазидискретные элементы, внедренные в основную структуру по интегрально-планарным технологиям, а также MEMS-технологиям. Такие квазидискретные элементы как емкости и индуктивности, полученные по интегральным технологиям, обладают высокой добротностью и повторяемостью в процессе производства. Наиболее подходящими диэлектрическими материалами для этих целей являются высокодобротные термостабильные керамики, например ТБНС, АЛТК, поликорунд, а так же полупроводниковые материалы, такие как GaAs и Ge. В качестве активных элементов предпочтительнее использовать pin-диодные структуры, так как pin-диоды обладают рядом преимуществ по отношению к другим наиболее распространенным управляющим элементам. Основное их преимущество состоит в минимальном времени переключения (мене 1 нс), малых потерях в открытом состоянии, большой степени изоляции в закрытом состоянии. Для поставленных задач, конкуренцию pin-диодам могут составить только лишь MEMS-ключи, которые обладают малыми токами управления (менее 10 мкА), но значительно уступают pin-диодам по времени переключения (100 нс). Основной недостаток MEMS-ключей заключается в ограниченном количестве циклов переключения (10^6 - 10^8). Для pin-диодов количество циклов не регламентируется и ограничивается минимальным временем наработки (не менее 50000 ч).

В процессе разработки дискретно перестраиваемых фильтров с относительно большим числом дискретных состояний (частот) нужно стремиться, по возможности, к меньшему количеству дискретных элементов топологической схемы фильтра. Добиться этого можно, используя принцип весовой матрицы, на котором основано построение аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей [6]. Этот принцип заключается в том, что, имея в наличии минимальный набор дискретных элементов n, можно получить 2^n дискретных состояний управляемого параметра, причем элементы должны выбираться с весовым соотношением 2^n. В качестве весовых элементов для дискретно перестраиваемого фильтра можно применить, как топологические квазидискретные емкости, так и индуктивности.

При проектировании дискретно-перестраиваемых полосно-пропускающих фильтров (ППФ) приходится решать ряд проблем, связанных, в первую очередь, с большим диапазоном перестройки частоты. Цепи управления, так же вносят значительные дополнительные потери, отрицательно влияют на согласование фильтра и повышают температурную нестабильность.

На рис. 1 приведена топология двухзвенного фильтра с весовой ёмкостной матрицей. Базовый фильтр выполнен на регулярных четвертьволновых микрополосковых резонаторах, к которым посредством идеальных ключей подключены две идентичные ёмкостные матрицы М1 и М2. Емкостные матрицы состоят из равных по длине четырех отрезков полосковых линий.

Перестройка фильтра производится путем комбинации емкостных элементов в определенной последовательности, при этом получим соответствующее изменение резонансных электрических длин резонаторов

$$\Theta = \Theta_0 + \Theta_x, \tag{1}$$

$$\Theta = \omega l/\upsilon, \tag{2}$$

где ω – радиальная частота; l – геометрическая длинна резонатора; υ – групповая скорость.

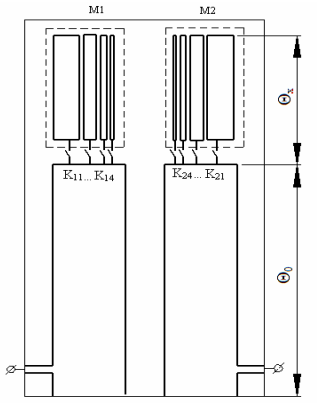


Рис. 1

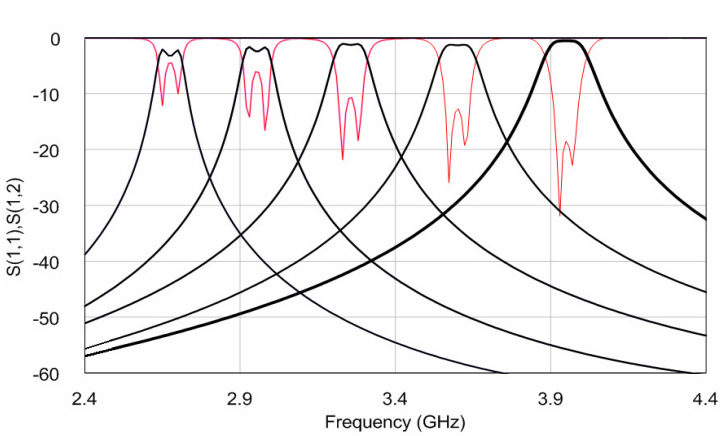


Рис. 2

Емкостные элементы, набранные в весовом соотношении емкостей 1, 2, 4, 8, позволяют перестраивать по частоте фильтр в 16 дискретных состояний. На рис. 2 приведены амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) исследуемого фильтра, для шести частотных дискретных значений, полученных при расчете виртуальной модели ППФ, созданной в пакете программ AVR Design Environment. АЧХ, представленные на рисунке показывают, что при перестройке в пределах заданного частотного диапазона нарушается эквидистантность между частотными дискретными состояниями. Это связано, в основном, с нелинейной зависимостью резонансной частоты от ёмкости подключаемого элемента,

$$\omega_p = \sqrt{\frac{1}{(C_0 + C_x)L}}\,. \tag{3}$$

Из простого выражения резонансной частоты *LC*-контура следует, что невозможно простой комбинацией весовых емкостных элементов получить эквидистантную перестройку рабочей частоты фильтра. В данной ситуации есть фактически одно решение, для этого необходимо увеличить разрядность весовой матрицы на один разряд, при этом шаг дискретности будет более мелким, и, всегда можно выбрать состояния, которые будут с заданной точностью эквидистантными по частоте. Естественно, что при этом придется «выбраковывать» какую-то часть состояний и составлять специфический алгоритм управления фильтром, что, для практической реализации, не является значительным ограничением применения такого способа перестройки частоты дискретно перестраиваемых фильтров.

На рис. 2 хорошо видно, что с повышением частоты полоса пропускания значительно увеличивается. Из графиков следует, что при перестройке фильтра в заданном диапазоне частот, ширина полосы пропускания меняется почти на 100%. Такое изменение ширины полосы пропускания определяется частотной зависимостью коэффициента электромагнитной связи между резонаторами. Как известно, электромагнитная связь между микрополосковыми резонаторами определяется индуктивным и емкостным взаимодействиями и количественно характеризуется соответствующим коэффициентом связи резонаторов [7]. Коэффициент связи *k* определяется выражением:

$$k = \frac{k_L + k_C}{1 + k_L k_C}\,, \tag{4}$$

где k_L и k_C – индуктивный и емкостной коэффициенты связи соответственно.

В общем случае, индуктивные и ёмкостные компоненты могут действовать как в фазе, так и в противофазе. При противофазном взаимодействии коэффициент связи может быть равен нулю, когда $K_L = Kc$ (компенсация связи). Частотная зависимость связи МПР определяется выражениями [8]

$$k_L(f) = \frac{2E_{12L}}{E_{1L} + E_{2L} + E_{1C} + E_{2C}} \frac{1}{K}, \tag{5}$$

$$k_C(f) = \frac{-2E_{12C}}{E_{1L} + E_{2L} + E_{1C} + E_{2C}} \frac{1}{K}, \tag{6}$$

где E_{1L}, E_{2L}, E_{1C}, E_{2C}, E_{12L}, E_{12C} – магнитные (индуктивные) и электрические (ёмкостные) энергии запасаемые резонаторами отдельно и совместно; K – коэффициент передачи.

Варьируя индуктивной и ёмкостной компонентами электромагнитной связи между резонаторами можно в целом влиять на АЧХ фильтра и в частности на полосу пропускания ΔF. Конструкция четвертьволнового микрополоскового фильтра характерна тем, что, во-первых, емкостная и индуктивная компоненты коэффициента связи действуют в противофазе, во-вторых, индуктивное взаимодействие превалирует над емкостным. Следовательно, с целью стабилизации полосы пропускания, при перестройке частоты в широком диапазоне частот, можно компенсировать избыточную индуктивную компоненту связи увеличением ёмкостной компоненты. На рис. 3 представлена топология фильтра, рассчитанная с учетом компенсации коэффициента связи в зависимости от частоты дискретно перестраиваемого ППФ.

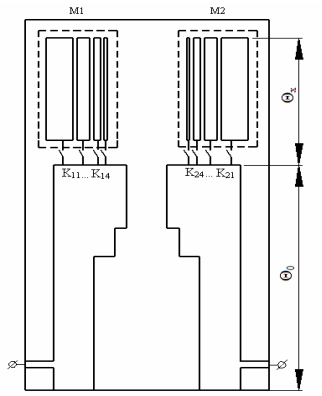


Рис. 3

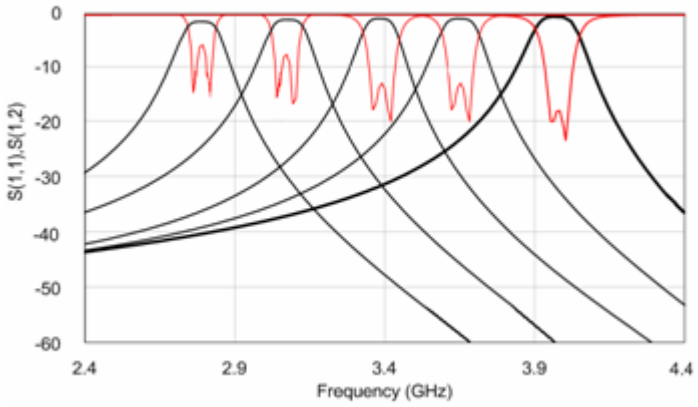


Рис. 4

В зависимости от частоты дискретного состояния фильтра, пучности электрического поля $E_к$ и магнитного поля H_k смещаются по длине резонаторов. В отличие от пучностей магнитного поля, которые всегда располагаются вблизи закороченных участков МПР, пучности электрического поля расположены вблизи разомкнутых концов МПР и могут значительно смещаться относительно базовых резонаторов. Таким образом, при перестройке частоты в верхнюю часть диапазона избыточная индуктивная компонента компенсируется увеличением ёмкостной компоненты. Конструктивно это выполнено, расширением топологии резонаторов, в области разомкнутых концов базовых резонаторов. На рис. 4 приведены АЧХ исследуемого фильтра, для шести частотных дискретных значений, полученных при расчете виртуальной модели ППФ с учетом компенсации коэффициента связи. Хорошо видно, что применяя метод компенсации электромагнитной связи между резонаторами и различий в пространственном смещении ёмкостной и индуктивной компонент можно получить неизменную полосу пропускания в широком диапазоне частот перестройки.

Приведенные на рис. 4 графики показывают, что при перестройке фильтра в широком диапазоне частот значительно возрастает неравномерность АЧХ в полосе пропуска-

ния, что означает сильное рассогласование фильтра. На рис. 2 и 4 (кривые S_{11}) приведены графики зависимости обратных потерь S_{11} от частоты. В пересчете S параметров в волновое сопротивление $Z_{вх/вых}$, диапазон изменения $Z_{вх/вых}$ достигает более чем двукратных значений от 50 до 120 Ом. Существует множество способов трансформации волновых сопротивлений, наиболее распространенным способом согласования импедансов в микрополосковых устройствах является способ с применением четвертьволновых трансформирующих звеньев [9]. Для данной конструкции фильтра вх/вых. импедансы являются динамическими параметрами, зависящими от частоты, с перестройкой частоты вниз по диапазону относительно частоты базовых резонаторов волновое сопротивление уменьшается более чем в 2 раза. Следовательно, необходимо автоматически, синхронно с перестройкой частоты изменять коэффициент трансформации. Осуществить автотрансформацию волновых сопротивлений можно, используя описанное выше свойство пространственного разделения электромагнитного поля, когда пучность магнитного поля локализируется у закороченного конца, а пучность электрического поля у открытого конца резонатора. На рис. 5 изображена топология МПФ с согласующими трансформаторами волнового сопротивления, а его характеристики приведены на рис. 6, где приведены АЧХ и $K_{св}$ фильтра со стабилизацией вх/вых. импедансов и полосы пропускания, при перестройке частоты в диапазоне частот 2,8–4 ГГц. Автотранформация в приведенной конструкции осуществляется следующим образом: на высоких частотах пучности электрического поля E находятся близко друг относительно друга и частично компенсируют электромагнитную связь трансформаторов с базовыми резонаторами. На низких частотах пучности E поля смещаются вверх, в область емкостных элементов, таким образом электромагнитная связь между трансформаторами и резонаторами увеличивается за счет магнитной компоненты H, что и приводит к стабилизации входного/выходного импеданса, который в пределах диапазона перестройки составляет 50–55 Ом.

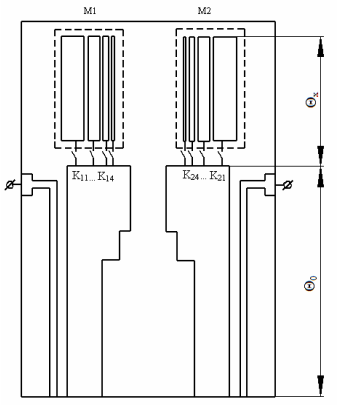


Рис. 5

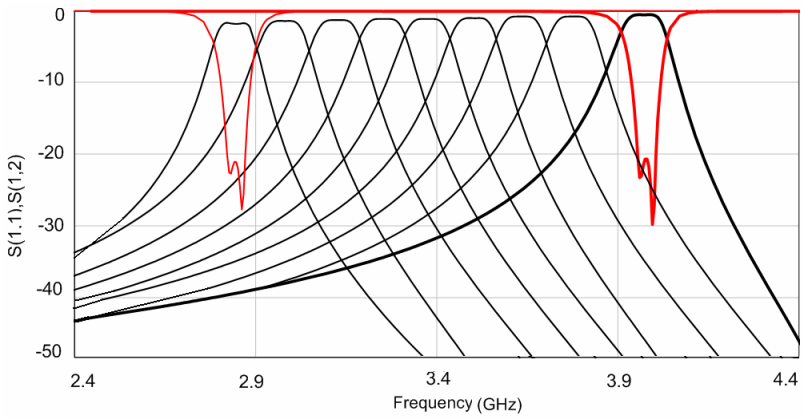


Рис. 6

Применение одновременно обоих способов стабилизации параметров фильтра позволяет сохранить ширину полосы пропускания во всем рассматриваемом диапазоне частот, а также исключить значительные отклонения входного волнового сопротивления фильтра от номинальных значений.

Заключение

В работе представлен один из способов реализации дискретно перестраиваемых полосно-пропускающих микрополосковых фильтров с большим диапазоном перестройки частоты, заключающийся в применении коммутируемой емкостной матрицы весового типа. В работе, так же приведены способы стабилизации полосы пропускания и входного волнового сопротивления дискретно перестраиваемых фильтров. Показано, что, применяя способ, основанный на различии пространственного распределения E и H компонент элек-

электромагнитного поля по длине полосно-пропускающего микрополоскового фильтра, можно значительно расширить диапазон перестройки частоты дискретно перестраиваемых микрополосковых фильтров.

Список литературы

1. Qates D.E., Dionne G.F.//IEEE Trans. On Applied Supercond. 1999. Vol. 9. N 2. P. 4170-4173.

2. Haeng-Seon Lee, Sang-Won Yun, Microwave Planar Varactor Tuned Bandpass Filters: Historical Overview, 2006.

3. Карлос Де Лос Сантос MEMS-устройства: новая волна / Карлос Де Лос Сантос // Chip News. – 2002. – № 7.

4. Vendik I., Vendik O., Pleskachev V., Nikol'sky M. // Integrated Ferroelectrics. 2002. Vol. 49. P. 83-92.

5. Mikumo S.,Yamamoto Y., A band-pass filter based on the optically controllable S_{22} parameter of MESFET // IEICE Electronics Express, vol. 2,No.3, pp. 86-90. 1999.

6. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника : справ. Руководство / У. Титце, К. Шенк ; пер. с нем. – М. : Мир, 1982. – 444 с.

7. Тюрнев В. В., Беляев Б. А. // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1990. – Вып. 4(428). – С. 25.

8 Беляев, Б. А. Особенности коэффициентов связи микрополосковых четвертьволновых резонаторов / Б. А. Беляев, А. М. Сержантов // Радиотехника и электроника. – 2004. – Т. 49. – № 3. – С. 300–307.

9. Ковалев, И. С. Конструирование и расчет полосковых устройств : учеб. пособие для вузов / И. С. Ковалев. – М. : Сов радио, 1974. – 167 с.

ПРИМЕНЕНИЕ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ ПОВЕРХНОСТЕЙ В КОНТРРЕФЛЕКТОРАХ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН

И. Н. Сенотрусов, В. С. Панько (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: sin101@mail.ru

Приведен обзор применения различных частотно-селективных поверхностей в качестве контррефлекторов для создания зеркальных многочастотных антенных систем.

Частотно-селективные поверхности (ЧСП) – это поверхности, изменяющие коэффициент прохождения в зависимости от частоты, облучающего их сигнала.

Конструктивно ЧСП представляют собой периодические металло-диэлектрические структуры [1]. Элементы ЧСП создаются либо напылением металла на диэлектрическое основание, либо перфорацией отверстий в металле. Форма элементов различна: от простых эллипсоидов и прямоугольников, до сложных фрактальных. Условно ЧСП разделяют на три типа, представляющие собой вибраторы, рамки и пластины (рис. 1).



Рис. 1. Формы фрактальных элементов

ЧСП активно изучаются и применяются в области радиочастот и оптике. Одним из применений ЧСП является использование их в качестве контррефлекторов для зеркальных антенн, построенных по двухзеркальной схеме. Это позволяет использовать два или более облучателей различных диапазонов частот для одной зеркальной антенны, что значительно улучшает массо-габаритные параметры, упрощает транспортировку системы. Общий принцип построения многочастотных антенн заключается в том, что между облучателем, расположенным в фокусе, и зеркалом помещается ЧСП, которая прозрачна для частоты этого облучателя, а сигнал второго облучателя отражается от ЧСП по принципу Кассегрена.

В литературе описано большое количество таких применений ЧСП, несколько примеров приведено ниже.

В [2] рассмотрена двухзеркальная антенна с плоским контррефлектором, схема которой представлена на рис. 2. Контррефлектор изготовлен из трехслойной решетчатой ЧСП для S (2,4 ГГц) и K (30 ГГц) диапазонов (рис. 3). Трехслойная структура выделяет узкий диапазон, прозрачный для К-облучателя, на каждом слое ЧСП фронты фазовой характеристики становятся более крутыми.

Возможно также применение ЧСП в антеннах несимметричной формы (офсетных). В [3] приведен пример параболической офсетной антенны для С (3,4–5,25 ГГц) и X (7,25–8,4 ГГц) диапазонов, с гиперболическим контррефлектором в виде ЧСП с кольцевыми элементами (рис. 4). Использование офсетной схемы позволяет не затенять зеркало плоскостью облучателя.

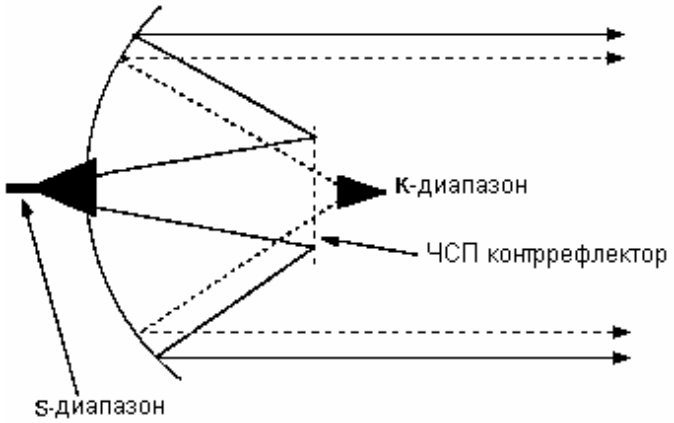


Рис. 2. Двухзеркальная схема с плоским контррефлектором

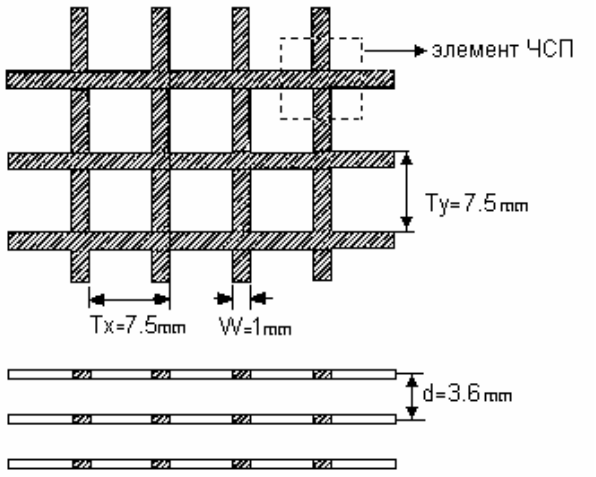


Рис. 3. Геометрия элементов трехслойной ЧСП

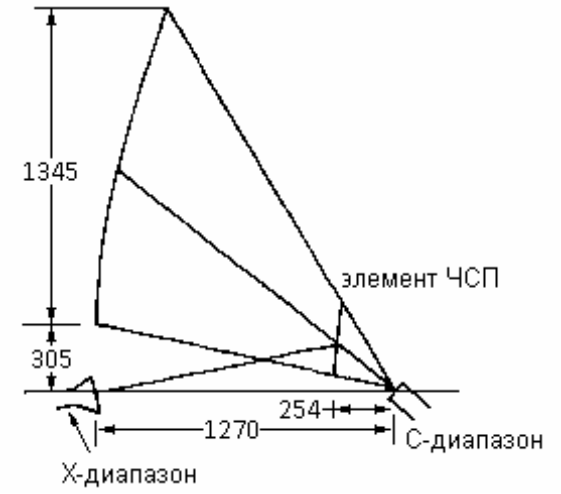


Рис. 4. Офсетная двузеркальная антена с гиперболическим контррефлектором

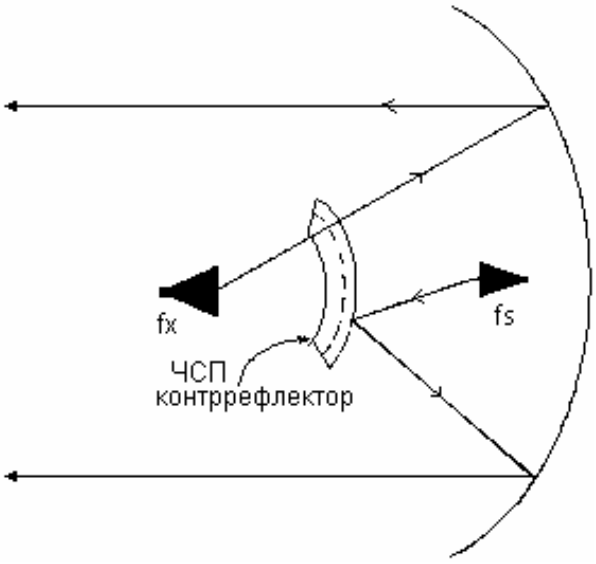


Рис. 5. Двухзеркальная схема с изогнутым дихроичным контррефлектором

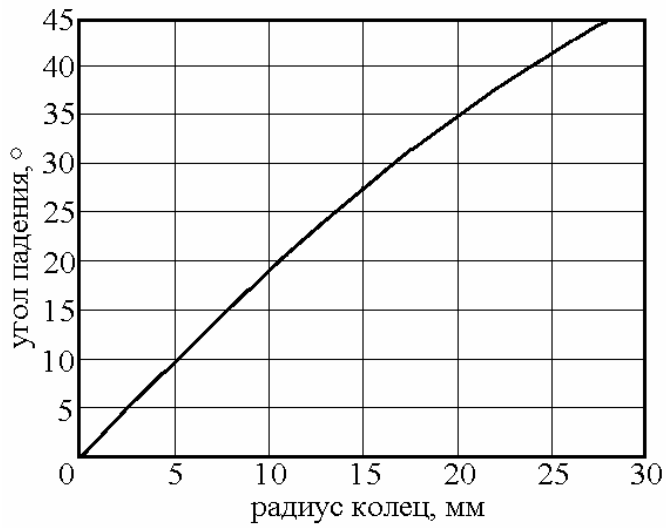


Рис. 6. График зависимости радиуса колец от угла падения сигнала на ЧСП

В [4] рассмотрена двузеркальная антенна с изогнутым дихроичным контррефлектором (рис. 5) для S (2,2 ГГц) и X (8,4 ГГц) диапазонов, использующаяся в спутнике ARIANE V для проекта GALILEO. Особенностью данного контррефлектора является изменяющийся радиус элементов ЧСП, увеличивающийся от центра к краям, что позволяет контррефлектору одинаково пропускать сигнал, падающий под разными углами. График зависимости радиуса колец от угла падения сигнала на контррефлектор представлен на рис. 6.

Приведенный краткий обзор показывает, что применение ЧСП в качестве контррефлекторов для зеркальных антенн эффективно улучшает массо-габаритные показатели приемо-передающей системы, и является перспективным направлением развития многочастотных антенн. Для детального исследования необходимо провести компьютерное моделирование, изготовление опытных образцов ЧСП и исследование их свойств и особенностей.

Список литературы

1. Касьянов, А. О. Частотно-избирательные поверхности. Основные области применения / А. О. Касьянов, В. А. Обуховец // Излучение и рассеяние электромагнитных волн : сб. статей ; под ред. В. А. Обуховца. – М. : Радиотехника, 2005. – С. 4–11.

2. S. Agahi, R. Mittra, “Design of a cascaded frequency selective surface as a dichroic subreflector” *IEEE Antennas and Propagation*, vol 1, pp.88–91, 1990.

3. A. Cha, C. Chen, D. Nakatani, “An offset Cassegrainian reflector antenna system with a frequency selective sub reflector “*IEEE Antennas and Propagation,* vol 13, pp.97–100, 1975.

4. C. Tienda, P. Otero, M.P. Garcia, “Design of a Dichroic Subreflector for an Antenna Operating at S and X Bands” *IEEE Antennas and Propagation*, pp.1–5, 2007.

ВЫЧИСЛЕНИЕ ФАЗЫ ФУНКЦИИ ОСЛАБЛЕНИЯ НАД МНОГОКУСОЧНЫМИ ТРАССАМИ

А. А. Сенченко, Ю. П. Саломатов

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: alsenchenko@mail.ru

Рассматривается задача вычисления поправок за распространение радиоволн. Приведен обзор методов расчета значений функции ослабления над многокусочными трассами. Показано, что над многокусочными трассами на больших расстояниях для вычисления фазы функции ослабления можно использовать формулу для однородной земли плюс постоянный поправочный коэффициент.

Задача распространения радиоволн над поверхностью земли имеет важное практическое значение при построении наземных систем радионавигации. Определение координат данными системами проводится на основе измерения фазы принимаемого сигнала, большой вклад в который вносит влияние поверхности земли. Поэтому для повышения точности определения координат необходимо уметь вычислять поправку за распространение радиоволн вдоль земной поверхности.

С целью упрощения решения поверхность земли считается идеально гладкой сферической поверхностью. Кроме того, если модель земли можно представить в виде конечного числа «параллельных» однородных участков, то данная задача, с некоторыми приближениями, может быть решена аналитически [1, 2]. Также существует полуэмпирическая формула, предложенная Миллингтоном [3], однако она обладает меньшей точностью.

Как указывается в данных работах [1, 2], достаточно отыскать значение вертикальной составляющей электрического поля E_z, которую удобно представлять в виде произве-

дения вертикальной составляющей электрического поля в свободном пространстве E_{z0} на функцию ослабления V [1]. В рамках данной работы ограничимся рассмотрением поведения фазы функции ослабления V над многокусочными трассами.

Для решений, представленных в работах [1, 3] необходимо уметь вычислять значения функции ослабления для однородной сферической поверхности земли. К сожалению, до сих пор не найдено единого решения функции ослабления для любого расстояния от передающей антенны до точки приема. На малых расстояниях от антенны можно использовать ряд по полуцелым степеням [4]. Данный ряд математически строго сходится при любых расстояниях, но из-за ограниченной разрядной сетки ЭВМ при больших расстояниях формула начинает расходиться и необходимо переходить к ряду по нормальным волнам [1]. Вопрос расходимости ряда по полуцелым степеням был рассмотрен в статье [5], где была получена простая приближенная формула для определения критического расстояния, до которого возможно его использование:

$$D_{\text{кр}}\left(|\delta|, f\right) = \begin{cases} \dfrac{2{,}819 \cdot 10^9}{f \cdot \delta_{\text{гр}}^{1{,}946}}, & \delta_{\text{гр}} > \delta, \\ \dfrac{2{,}819 \cdot 10^9}{f \cdot \delta^{1.946}}, & \delta_{\text{гр}} < \delta, \end{cases} \tag{1}$$

где $\delta_{\text{гр}} = 0{,}69 - 1{,}678 \cdot 10^{-8} f + 2{,}05 \cdot 10^{-15} f$; f – частота сигнала; δ – приведенный поверхностный импеданс.

Ряд по нормальным волнам, напротив, хорошо сходится при больших расстояниях, но из-за плохой сходимости при малых расстояниях его применение не возможно. В промежуточной области эти решения необходимо сшивать. В качестве точки сшивания вместо $D_{\text{кр}}$ можно взять $D \approx 0{,}6$–$0{,}85 D_{\text{кр}}$. Это необходимо из-за того, что при близких к критическому расстояниях в формуле (1) начинает накапливаться ошибка и в точке сшивания может возникать большой разрыв. В данной статье, при вычислении функции ослабления над однородной землёй, на малых расстояниях использовался ряд по полуцелым степеням, а на расстояниях, превышающих $0{,}6 D_{\text{кр}}$ переходили к ряду по нормальным волнам, в котором использовали первые 300 членов.

Рассмотрим уравнение Фейнберга [1]:

$$V(D) = V_1(D, \delta_0) + j\sqrt{\frac{D}{\pi}}\left(\sqrt{s(x)} - \sqrt{s_0}\right)\int_0^D \frac{V(x) V_1\left((D-x), \delta_0\right)}{\sqrt{x(D-x)}}\, dx\,, \tag{2}$$

где $V_1(D, \delta_0)$ – функция ослабления на трассе с поверхностным импедансом δ_0 ; $V(x)$ – искомая функция, $s = jk\left(1 - \sqrt{1-\delta^2}\right) \cong \dfrac{jk\delta^2}{2}$.

Уравнение Фейнберга (2) представляет собой неоднородное интегральное уравнение Вольтера второго рода. В случае многокусочных трасс это уравнение имеет аналитическое рекуррентное решение [1], однако при увеличении номера участка объем вычислений на ЭВМ резко возрастает [6] и реально его можно использовать только для нахождения функции ослабления приблизительно до 5-го участка. Второй способ вычисления функции ослабления с использованием уравнения (2) заключается в его численном решении. В некоторых случаях это может оказаться быстрее, чем использование аналитического рекуррентного решения, но при увеличении расстояния время расчета увеличивается и на больших дальностях его использование может оказаться невозможным.

Другое решение данной задачи для многокусочных трасс предложил Калинин в работе [2], однако при большом числе участков количество вычислений также возрастает, что осложняет расчет значений функции ослабления в реальном масштабе времени. Кроме того, на малых расстояниях от границы смежных участков решение имеет плохую сходимость, и время счета может существенно увеличиться.

В связи с вышесказанным необходимы новые способы вычисления функции ослабления над многокусочными трассами. Использование наземных систем радионавигации СВ диапазона наиболее актуально в морских приложениях, по этому методы вычисления функции ослабления следует адаптировать для морских трасс. Кроме того, опорные станции в таких системах обычно располагаются в непосредственной близости к береговой линии и на больших расстояниях участок суши можно не учитывать, в связи с этим будем считать, что первый участок всегда имеет параметры моря ($\sigma_м = 1$, $\varepsilon_м = 80$). Так же в наших вычислениях будем считать, что все участки суши имеют одинаковые параметры: $\sigma_з = 0{,}005$, $\varepsilon_з = 15$. Зависимости фаз для трех- и пятикусочных трасс представлены на рис. 1, длинна первого участка $L_1 = 40$ км, а каждый последующий участок (кроме последнего) имеет длину $L = 50$ км.

Как видно из рис. 1, фаза функции ослабления $V_n(D)$ над n-м участком, начиная с некоторого расстояния, идет параллельно фазе $V(D)$ для однородной земли. На рис. 2 представлена разность фаз функций ослабления для трех-(пяти-)кусочных трасс и однородной земли, на котором хорошо видно вышесказанное. Тогда фазу функции ослабления можно представить следующим образом:

$$\arg\left[V_n(D)\right] = \arg\left[V_0(D)\right] + \Delta\varphi\,, \tag{2}$$

где $V_n(D)$ – функция ослабления над n-ым участком трассы; $V_0(D)$ – функция ослабления над однородной землей с параметрами первого участка; $\Delta\varphi$ – поправка к фазе функции ослабления $V_0(D)$.

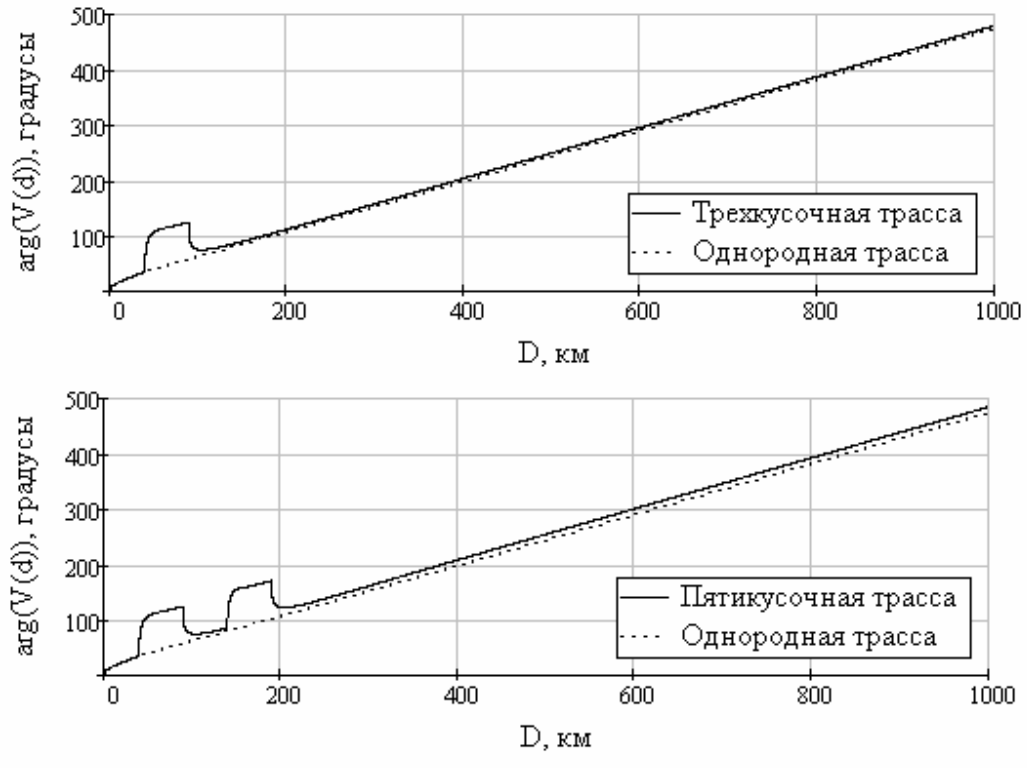


Рис. 1. Фаза функции ослабления для однородных и многокусочных трасс

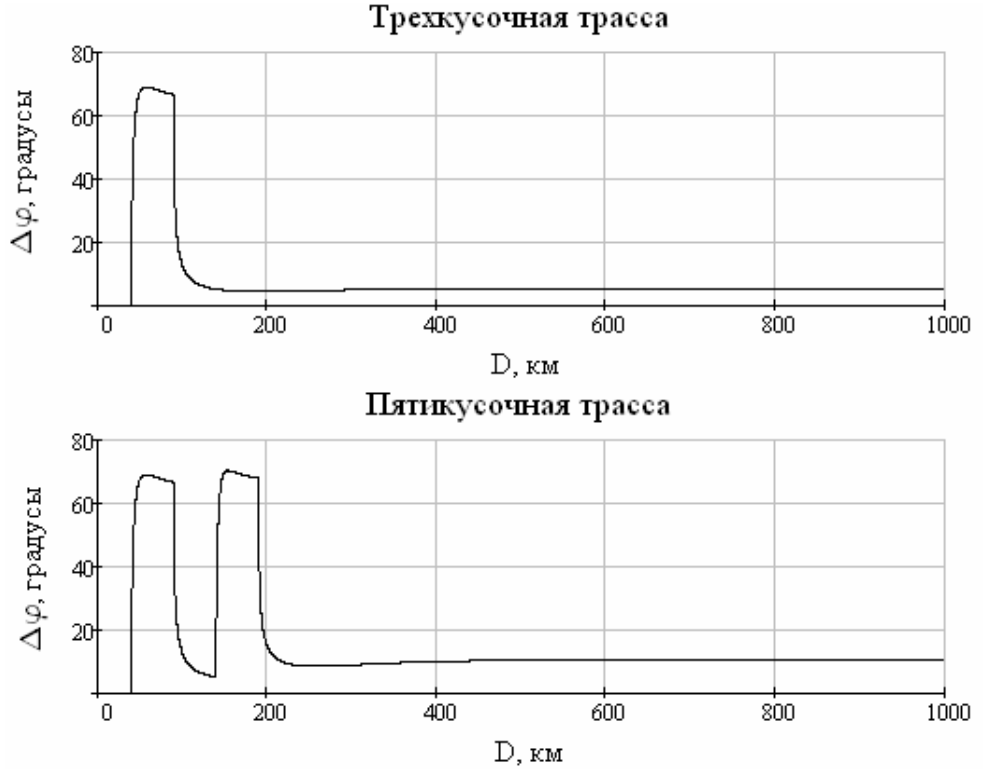


Рис. 2. Разность фаз функций ослабления для однородных и многокусочных трасс

Сама по себе поправка к фазе функции ослабления является функцией нескольких аргументов:

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi\left(D, f, \vec{\delta}, \vec{X}\right), \tag{3}$$

где $\vec{X}$ – вектор координат начала каждого из участков, лежащих на пути распространения волны; $\vec{\delta}$ – вектор, содержащий приведенные поверхностные импедансы для каждого из участков.

Из этой формулы видно, что чем больший номер имеет участок, над которым рассчитывается функция ослабления, тем от большего числа параметров зависит поправка к функции ослабления. В связи с этим получение даже приближенной формулы для её вычисления представляет собой некоторые трудности. Однако на достаточно больших расстояниях поправка к фазе стабилизируется и стремится к константному значению (рис. 2). Это позволяет, вычислив один раз с помощью точных формул для $V_n(D)$ данную поправку на большом расстоянии D_0, использовать полученное значение для определения $\arg[V_n(D)]$ по формуле (3) при $D > D_0$.

Расстояние D_0 можно определить следующим образом. На интересующем нас участке ищем максимум производной фазы функции ослабления $\left\{\frac{d}{dD}\arg[V_n(D)]\right\}_{\max}$. Затем делим полученное значение в 10 раз (т. е. чтобы выполнялось условие $\left\{\frac{d}{dD}\arg[V_n(D)]\right\}_{\max} >> \frac{d}{dD}\arg[V_n(D_0)]$), и ищем расстояние D_0, на котором производная фазы функции ослабления равна определенному значению. Найденное расстояние и будет искомым D_0. Данная методика хорошо подходит при использовании численного решения уравнения Фейнберга [9], так как в этом случае становятся известны значения функции ослабления на всей трассе с постоянным шагом h. Ввиду того, что функция ослабления –

медленно меняющаяся функция, следовательно, даже при h = 80 м (такой шаг использовался при построении графиков рис. 1 и 2) значения производной фазы, найденные с таким шагом, будут мало отличаться от истинного значения.

Из вышесказанного видно, что на больших расстояниях от участка суши вычисление фазы функции ослабления можно проводить с использованием формулы для однородной земли, добавив к ней постоянную поправку $\Delta\varphi$. Такой подход к вычислению фазы функции ослабления позволяет существенно сократить объем вычислений и, следовательно, повысить скорость расчета координат.

Список литературы

1. Фейнберг, Е. Л. Распространение радиоволн вдоль Земной поверхности / Е. Л. Фейнберг. – М. : Наука, 1999. – 496 с.

2. Калинин, Ю. К. Некоторые вопросы распространения радиоволн над неоднородной сферической поверхностью Земли / Ю. К. Калинин // Тр. ИЗМИРАН. – 1960. – Вып. 17.

3. Millington G. Ground wave propagation over an inhomogeneous smooth earth. //PIRE. – 1949, Part III, 96. – P 53-64.

4. Горшнев, А. М. Решение интегрального уравнения для функции ослабления над сферической землей / А. М. Горшнев // Проблемы дифракции и распространения волн. – 1981. – Вып. 18.– С. 165–170.

5. Сенченко, А. А. Исследования решения интегрального уравнения Хаффорда в виде ряда по полуцелым степеням расстояния / А. А. Сенченко, Ю. П. Саломатов // Тр. XVI междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж. – 2010. (В печати).

6. Сенченко, А. А. Сравнение методов расчета функции ослабления над многокусочными трассами / А. А. Сенченко, Ю. П. Саломатов // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. / ред. А. И. Громыко, А. В. Сарафанов. – Красноярск : ИПК СФУ, 2008. – С. 114–117.

ДВУХПРОВОДНЫЕ ПОЛОСКОВЫЕ РЕЗОНАТОРЫ НА ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ

Ф. Г. Сухин*, А. М. Сержантов**, А. А. Лексиков* (научный руководитель)

**Институт физики им. Л. В. Киренского*
660036, Красноярск, Академгородок
***Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ*
E-mail: leksikov@iph.krasn.ru

Исследовано поведение добротности и отношения частот первых двух мод в зависимости от конструктивных параметров полосковых двухпроводных резонаторов на подвешенной подложке. Полученные результаты свидетельствуют, что на основе подобных резонаторов можно разрабатывать миниатюрные полосно-пропускающие фильтры дециметрового диапазона длин волн с высокими селективными свойствами.

Многопроводные полосковые резонаторы на подвешенной подложке находят все более широкое применение в конструкциях полосно-пропускающих фильтров. В значительной степени этому способствует то, что подобные резонаторы обладают более высокой, по сравнению с микрополосковыми, собственной добротностью, и, вместе с тем, они во многом сохраняют такие важные качества последних, как технологичность, термо- и виброустойчивость. В [1] предложен многопроводный полосковый резонатор на подвешенной подложке, в котором в качестве рабочей выбрана вторая (четная) мода, что обу-

словлено ее более высокой добротностью по сравнению с первой (нечетной) модой. В настоящей работе исследуется зависимость собственной добротности такого резонатора от конструктивных параметров, а также предложена его модификация, в которой собственная добротность первой (нечетной) моды значительно увеличена, что позволяет конструировать на ее основе полосно-пропускающие фильтры с высокими селективными свойствами.

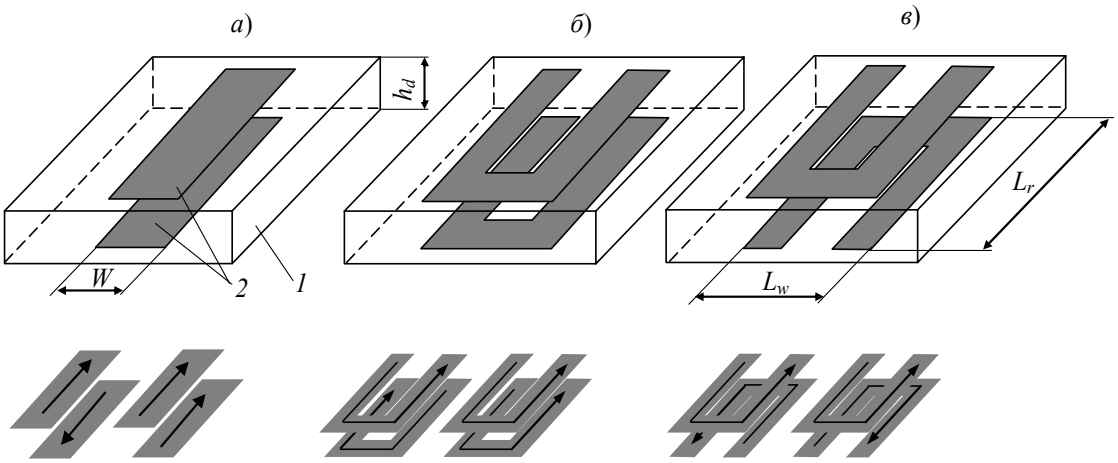


Рис. 1. Конструкции полосковых резонаторов на подвешенной подложке и траектории токов в их полосковых проводниках для нечетной и четной мод собственных колебаний:
1 – диэлектрическая подложка; *2* – полосковые проводники.

На рис. 1 изображены конструкции исследуемых резонаторов и траектории токов четной и нечетной мод собственных колебаний в их полосковых проводниках. В конструкциях диэлектрическая подложка *1* подвешена в металлическом корпусе (на рисунке не показан), и на обе ее поверхности нанесено по идентичному полосковому проводнику *2*. Нечетная мода является нижайшей по частоте в конструкциях *а* и *б*, однако ее слишком низкая добротность препятствует ее использованию при конструировании устройств на основе подобных резонаторов. Четная мода, наоборот, имеет сравнительно высокую добротность, и, несмотря на то, что ее частота значительно выше частоты нечетной моды, можно конструировать сравнительно миниатюрные устройства, используя ее в качестве рабочей. Конструкция *б*, в которой два идентичных полосковых проводника в форме шпильки расположены зеркально-симметрично относительно подложки, примечательна тем, что взаимодействие между резонаторами такой формы значительно слабее, чем между резонаторами первой конструкции (*а*). Это является положительным фактором при конструировании узкополосных фильтров, во всем остальном свойства таких резонаторов практически не отличаются от свойств первого резонатора. В третьей конструкции (*в*) «шпильки» на разных поверхностях подложки повернуты друг относительно друга на 180^{o}. В результате те части полосковых проводников, на которые приходятся максимумы плотности тока рассматриваемых мод колебаний, разнесены, и благодаря этому добротность нечетной моды в такой конструкции повышается настолько, что становится возможным конструировать устройства на ее основе. При этом ее частота становится еще более низкой, что актуально при конструировании миниатюрных фильтров. Подобные конструкции, как хорошо известно, достаточно точно описываются трехмерными электродинамическими моделями в известных пакетах программ, например, в Microwave Office или Microwave Studio. Этот факт позволил изучить влияние конструктивных параметров резонаторов на их основные характеристики теоретически с помощью названных программ.

Исследовалось поведение добротности четной моды Q для конструкций *а* и *б* в зависимости от следующих конструктивных параметров резонаторов: H_a – расстояния от подложки до верхней и нижней стенок корпуса (высоты экранирующих крышек), W – ширины полосковых проводников, h_d – толщины подложек и их диэлектрической проницаемости ε. Для третьей конструкции (*в*) исследовалось поведение добротности Q нечетной моды от тех же конструктивных параметров, а также от соотношения L_r/L_w. Кроме того, в последней конструкции исследовалось поведение отношения частот двух первых мод колебаний f_2/f_1. Выбор этих величин в качестве исследуемых обусловлен тем, что от добротности резонаторов в первую очередь зависят потери в полосе пропускания разрабатываемого на их основе фильтра, а частотное положение второй моды определяет ширину высокочастотной полосы заграждения. Так как собственная добротность резонаторов зависит от частоты, для определенности и корректности сравнения результатов нами в исследовании была зафиксирована частота исследуемых мод: f = 1000 МГц, которая при варьировании ε и других конструктивных параметров всякий раз подстраивалась подбором длины полосковых проводников с точностью ±0,5 %.

Как показали исследования, нечетная мода в резонаторах *а* и *б* (рис. 1) возбуждается плохо и поэтому не образует паразитных полос пропускания в фильтрах на их основе, а отношение частоты второй четной моды к частоте первой четной моды не зависит ни от ε подложки, ни от других конструктивных параметров. От ε практически не зависит также и добротность первой четной моды. Поэтому остальные исследования ее добротности от конструктивных параметров резонаторов проводились для подложек с ε = 80 и $\mathrm{tg}\delta = 10^{-4}$, что соответствует керамике ТБНС, широко используемой в вышеуказанном частотном диапазоне. На рис. 2 приведены результаты исследования величины добротности первой четной моды резонатора от ширины полосковых проводников W, высоты экрана H_a и толщины подложки h_d для первой конструкции резонатора (*а* на рис. 1). Отметим, что для второй конструкции (*б* на рис. 1) эти зависимости имеют точно такой же характер, только сами величины добротностей примерно в 1,2 раза меньше. Во вставках рисунков указаны значения остальных, неизменяемых при каждом исследовании конструктивных параметров. Отношение частоты второй четной моды к частоте первой четной моды равно 2 для первой конструкции резонатора и 1,7–1,8 для второй. Отметим, что толщина медных полосковых проводников была выбрана 0,02 мм.

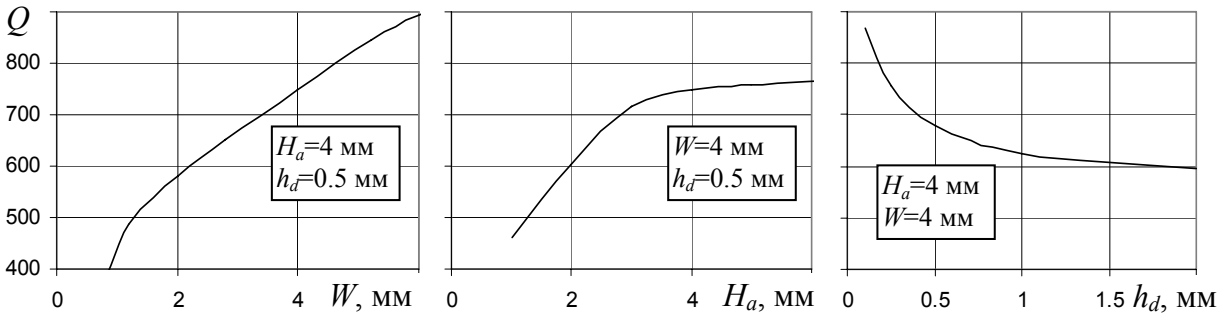


Рис. 2. Зависимость добротности четной моды двухпроводного полоскового резонатора на подвешенной подложке (*а* на рис. 1) от ширины полоскового проводника W, высоты экранирующих крышек H_a, толщины подложки h_d. Во вставках приведены неизменные конструктивные параметры

Рост добротности резонаторов с увеличением ширины полосковых проводников и высоты экранов характерен для всех полосковых конструкций. Связано это со снижением джоулевых потерь: в первом случае за счет уменьшением плотности высокочастотных то-

ков в полосковых проводниках на резонансной частоте с ростом их ширины, а во втором – благодаря уменьшению плотности токов, наводимых этими проводниками в экранирующих крышках вследствие увеличения расстояния до них. На четной моде напряженность высокочастотного электрического поля между полосковыми проводниками близка к нулю, поэтому его взаимодействие с диэлектриком подложки имеет место только вблизи концов полосковых проводников благодаря выходу силовых линий поля с внутренних поверхностей полосковых проводников на корпус. С уменьшением толщины подложки уменьшается часть энергии электрического поля, приходящаяся на диэлектрик, вследствие этого уменьшаются и диэлектрические потери резонатора. Кроме того, этот же эффект приводит к возрастанию частоты четной моды, а для ее поддержания на прежнем уровне приходится увеличивать размеры резонатора, что, как общеизвестно, также ведет к увеличению его добротности. Все это хорошо объясняет характер третьей зависимости на рис. 2.

Что касается снижения добротности четной моды и уменьшения отношения частот двух первых четных мод в резонаторе, свернутом в «шпильку» (*б* на рис. 1), то связано это, по-видимому, с тем, что в этом случае сближаются участки резонатора, в которых токи первой четной моды текут навстречу друг другу. Это уменьшает индуктивность колебательной системы для этой моды, а вместе с этим повышает ее частоту и снижает добротность. У второй четной моды токи на упомянутых участках имеют одинаковые направления, что увеличивает для нее индуктивность колебательной системы, а вместе с тем понижает ее частоту.

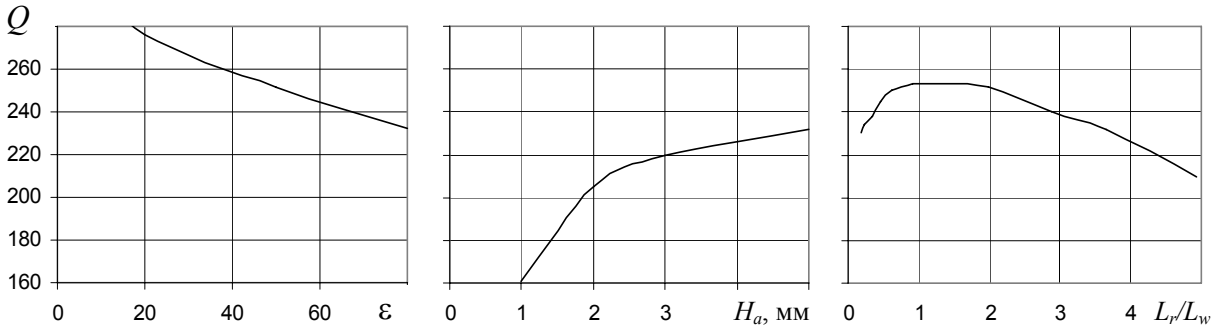


Рис. 3. Зависимость добротности нечетной моды двухпроводного полоскового резонатора на подвешенной подложке (*в* на рис. 1) от диэлектрической проницаемости подложки, высоты экранирующих крышек H_a и отношения длины резонатора L_r к его ширине L_w

На рис. 3 приведены результаты исследования влияния конструктивных параметров резонатора третьей конструкции (*в* на рис. 1) на добротность его нижайшей по частоте моды. Как уже упоминалось, это нечетная мода. Ее добротность снижается с увеличением диэлектрической проницаемости подложки, что не характерно для конструкций на подвешенной подложке. Возможно, это связано с тем, что при фиксированной частоте с ростом ε возрастает емкость колебательной системы и уменьшается ее индуктивность, последнее ведет к возрастанию плотности тока на частоте моды и, как следствие, к увеличению джоулевых потерь. Здесь и далее ширина полоскового проводника была выбрана 1 мм, а величина диэлектрической проницаемости подложки в последующих исследованиях 80. Снижается добротность исследуемого резонатора и с уменьшением высоты экранирующей крышки, что, как уже отмечалось, характерно для всех полосковых конструкций. Немонотонной оказалась зависимость Q от соотношения размеров резонатора L_r/L_w: она максимальна в диапазоне значений этого отношения 0,5–2, т. е. для достижения большей добротности резонатор должен быть «более квадратным» по форме. Такое поведение

можно объяснить тем, что при увеличении L_r/L_w в каждом из полосковых проводников сближаются участки, в которых токи на частоте исследуемой моды текут навстречу друг другу. При уменьшении же L_r/L_w сближаются уже оба полосковых проводника резонатора своими участками, где токи на частоте моды текут навстречу друг другу. В том и другом случае это приводит к уменьшению индуктивности колебательной системы, снижению добротности резонанса и повышению его частоты.

Нетипичным для полосковых конструкций оказалось поведение добротности резонатора (*в* на рис. 1) от толщины подложки – она практически от нее не зависит. Здесь, по-видимому, «работают» навстречу друг другу два эффекта – увеличение емкости колебательной системы и ее индуктивности (за счет сближения частей резонатора, в которых токи текут в одну сторону) при уменьшении толщины подложки, и наоборот.

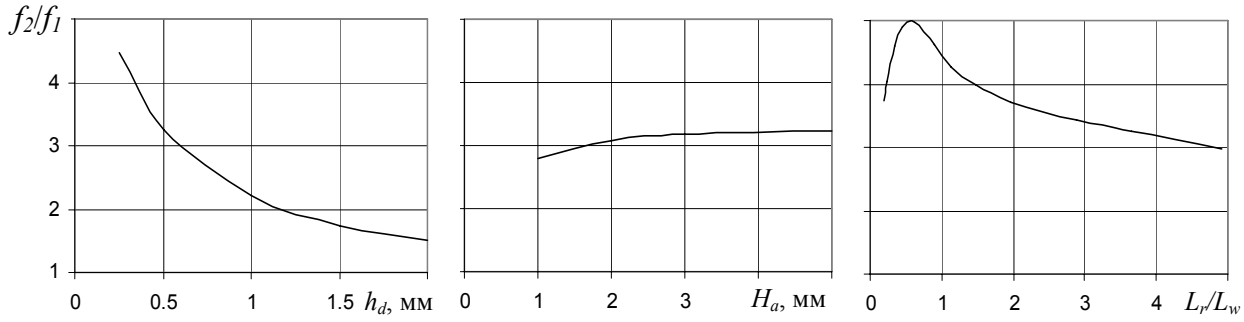


Рис. 4. Зависимость отношения частот первых двух мод двухпроводного полоскового резонатора на подвешенной подложке (*в* на рис. 1) от толщины подложки h_d, высоты экранирующих крышек H_a и отношения длины резонатора L_r к его ширине L_w

На рис. 4 приведены зависимости, отражающие поведение отношения частот первых двух мод двухпроводного полоскового резонатора *в* на рис. 1 при изменении его конструктивных параметров. Первые две из них типичны для полосковых конструкций на подвешенной подложке. В данном случае они отражают тот факт, что уменьшение толщины подложки ведет к росту емкости колебательной системы для первой моды и не меняет ее для второй. Также в большей степени экранирование влияет на индуктивность колебательной системы для первой моды. Немонотонное поведение отношения первых двух частот с изменением L_r/L_w связано с тем, что для $L_r/L_w < 0{,}5$ второй по частоте резонанс дает первая четная мода, а для $L_r/L_w > 0{,}5$ вторая нечетная. Это связано с тем, что частоты этих мод ведут себя противоположным образом с изменением параметра L_r/L_w.

В заключение приведем для примера размеры конструкций резонаторов на подложке из керамики ТБНС толщиной $h_d = 0{,}5$ мм, настроенных на частоту 1 ГГц. Для первой (*а* на рис. 1): $H_a = 4$ мм, $W = 4$ мм, $L_r = 35$ мм. Для третьей (*в* на рис. 1): $H_a = 4$ мм, $W = 1$ мм, $L_r = 5$ мм, $L_w = 5$ мм. Полученные результаты свидетельствуют, что на основе исследованных резонаторов можно разрабатывать миниатюрные полосно-пропускающие фильтры дециметрового диапазона длин волн с высокими селективными свойствами.

Работа поддержана грантом № НШ-3818.2008.3.

Список литературы

1. Патент РФ № 2352032. БИ № 10, 10.04.2009 / Б. А. Беляев, А. А. Лексиков, А. М. Сержантов.

ХАОТИЧЕСКИЕ КОЛЕБАНИЯ В СИСТЕМЕ ДВУХ СВЧ-АВТОГЕНЕРАТОРОВ ПРИ РЕЗОНАНСЕ ВЗАИМНОЙ СВЯЗИ

А. А. Усюкевич, С. С. Новиков (научный руководитель)

Томский государственный университет
634050, Томск, ул. Ленина, 36
E-mail: sansanych666@rambler.ru

Теоретически и экспериментально исследуются особенности синхронных режимов СВЧ автогенераторов при сильных резонансных свойствах параметра взаимной связи. Показаны условия устойчивости системы. Проведено экспериментальное исследование системы двух полупроводниковых СВЧ автогенераторов. Доказано, что в области резонанса когерентный режим разрушается, и вместо него возникают колебания с широкополосным дискретным или непрерывным спектром.

Введение

Принято считать, что в системе двух взаимосвязанных автогенераторов с достаточно близкими собственными частотами в процессе взаимной синхронизации устанавливается когерентный режим колебаний с постоянной разностью фаз. Однако близости или даже равенства частот не всегда может быть достаточно для существования когерентного движения с устойчивыми фазовыми соотношениями. Взаимодействие автогенераторов СВЧ-диапазона осуществляется по волновым каналам взаимной связи, параметры которых обладают существенными резонансными свойствами. Теоретический анализ условий локальной устойчивости, учитывающий указанные свойства, показывает, что когерентный режим теряет устойчивость и в этом случае в системе может развиться колебательный процесс со сложной динамикой. В настоящем докладе представлены результаты экспериментального исследования процессов динамической неустойчивости в системе двух полупроводниковых СВЧ-автогенераторов, работающих в диапазоне частот 3–3,5 ГГц. Получены экспериментальные доказательства разрушения когерентности и возникновения шумоподобных (хаотических) колебаний в системе двух парциально стабильных автогенераторов с резонансными свойствами параметра связи.

Неустойчивость синхронного режима при сильной резонансной связи

Теоретической моделью для представляемых здесь исследований является система двух автогенераторов, связанных друг с другом через цепь Y, содержащую диссипативные элементы-нагрузки (рис. 1). Комплексные проводимости $y_k(j\omega)$ описывают свойства колебательных систем генераторов. Цепь Y задается проводимостями $y_{km}(j\omega)$, $(k,m=1,2)$; S_k – проводимости активных элементов генераторов. Предполагается, что системе существует синхронный режим с частотой ω_0.

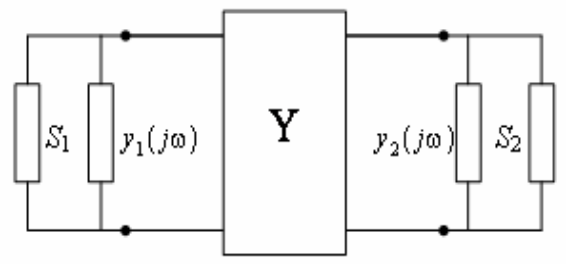


Рис. 1. Система двух автогенераторов

В [1, 2] показано, что для широкого класса симметричных пассивных цепей параметр взаимной связи $y_{12}(j\omega)$ имеет вполне детерминированную резонансную зависимость и описывается в области резонанса приближенным выражением

$$Y_{12}(j\omega) = -g_{12} + j2C_{12}(\omega - \omega_0). \quad (1)$$

При этом имеет место следующая сигнатура резонансных значений параметров g_{12} и C_{12}:

$$y_{12}(j\omega_0) = -g_{12} < 0, \quad (2а)$$

$$2C_{12} = d(\operatorname{Im} y_{12}(j\omega))/d\omega\big|_{\omega_0} > 0; \quad (2б)$$

знак $C_{12} > 0$ соответствует последовательному резонансу. Условие устойчивости синфазного ($\varphi_2 - \varphi_1 = 0$) режима, описывающее реакцию системы на возмущение разности фаз, имеет вид

$$\lambda = -g_{12}/(C - 2C_{12}) < 0. \quad (3)$$

Здесь $C_1 = C_2 = C$ – эквивалентная емкость резонансных систем автогенераторов. В случае слабых частотных свойств связи ($C_{12} < C$) условие (3) безусловно выполняется, и в системе может существовать синфазный режим. Если частотные свойства достаточно сильные, так что $2C_{12} > C$, то этот режим становится неустойчивым. Так как противофазные колебания также неустойчивы (для их устойчивости необходимо иметь связь типа $\operatorname{Re} y_{12} > 0$), то когерентный режим на частоте ω_0 не может существовать. В этой ситуации, если система не имеет стационарных синхронных решений на других частотах, то можно ожидать возникновения движения со сложной динамикой (динамическая неустойчивость).

Аналогичными свойствами обладает противофазный когерентный режим $\varphi_2 - \varphi_1 = \pi$ в антисимметричной схеме. Последняя получается путем добавления в одно из плеч цепи связи Y на рис. 1 фазовой задержки, равной π. Для антисимметричной схемы также справедлива аппроксимация (1), но сигнатура параметров в (2), противоположна:

$$y_{12}(j\omega_0) = -g_{12} > 0, \quad (4а)$$

$$C_{12} < 0. \quad (4б)$$

При этом условие устойчивости противофазного режима полностью совпадает с (3).

Частотные свойства канала связи

Рассмотрим примеры цепей взаимной связи с резонансными свойствами параметра $y_{12}(j\omega)$. Для волнового канала с нагрузкой y_1 (вкладка на рис. 2) параметр связи описывается выражением [2]

$$y_{12} = -g_0\left[\frac{y_l}{2g_0}(ch\gamma l_\Sigma - ch\gamma\delta l) + sh\gamma l_\Sigma\right]^{-1}. \quad (5)$$

где $\gamma = \alpha + j\beta$, $\beta = 2\pi/\lambda$; λ – длина волны в тракте; g_0 – его волновая проводимость, $l_1 + l_2 = l_\Sigma$, $\delta l = l_2 - l_1$. На рис. 2 приведены рассчитанные по (5) зависимости действительной и мнимой частей y_{12}/g_0 от электрической длины канала связи $\Theta_\Sigma = \beta l_\Sigma$ вблизи $\Theta_\Sigma = 2\pi$ для симметричного $(l_1 = l_2 = l)$ канала и согласованной ($y_l = 2g_0$) нагрузки. Как видим, параметр связи y_{12} ведет себя резонансным образом. Ширина резонансной области $\mathrm{Re}\, y_{12} < 0$ для симметричной системы при $\alpha \to 0$ стягивается в точку. Наличие несимметрии $(l_1 \neq l_2)$ расширяет резонансную область. Область устойчивости противофазных колебаний, где $\mathrm{Re}\, y_{12} > 0$, является наиболее широкой.

На вкладке рис. 3 изображена симметричная схема канала связи автогенераторов со многими нагрузками. В рабочем режиме колебания генераторов происходят в противофазе. При равенстве их амплитуд в точке центральной нагрузки G_0 имеет место динамическое короткое замыкание. Если $\Theta_0 = \pi/2$, то ближайшие нагрузки G_1 не шунтируются. Наконец, если $\Theta_1 = 2\pi$ (или π), то нагрузки G_1 левой и правой групп оказываются включенными «параллельно». Синфазное распределение реализуется, если расстояние между нагрузками в группах кратно 2π, а одна из групп нагрузок смещена относительно центральной на π.

Выражение:

$$y_{12} \approx g_0 \left[\frac{\tilde{G}_0}{2}\left(1-\cos\Theta_\Sigma\right) - \left(\tilde{G}_1 + \frac{\tilde{G}_0 \tilde{G}_1^2}{2} \right)\left(1+\cos\Theta_\Sigma\right) - j\left(\tilde{G}_0\tilde{G}_1 + 1\right)\sin\Theta_\Sigma \right]^{-1} \qquad (6)$$

приближённо описывает параметр связи в области частот, где $\Theta_0 \approx \pi/2$. Здесь $\Theta_\Sigma = 2(\Theta_1 + \Theta_0)$ – полная электрическая длина линии связи, $\tilde{G}_0 = G_0/g_0$, $\tilde{G}_1 = G_1/g_0$. Из формулы следует, что в области значений Θ_Σ вблизи $(2n+1)\pi$ $\mathrm{Re}\, y_{12} > 0$ только для $G_0 \neq 0$. Таким образом, включение центральной нагрузки G_0 является необходимым условием устойчивости противофазных колебаний симметричной системы.

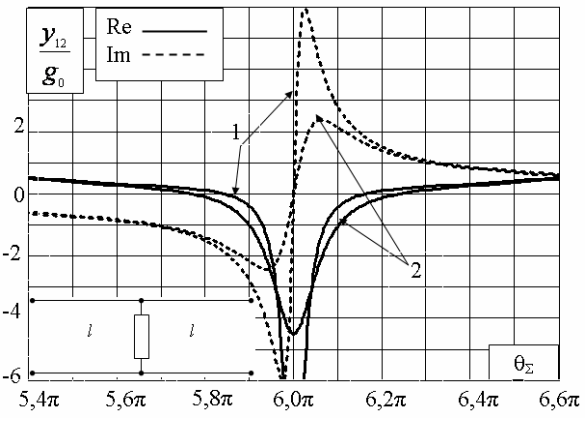


Рис. 2. Зависимость параметра связи y_{12} симметричной схемы от электрической длины канала Θ_Σ: 1 – $\alpha = 0{,}3$; 2 – $\alpha = 0{,}5$

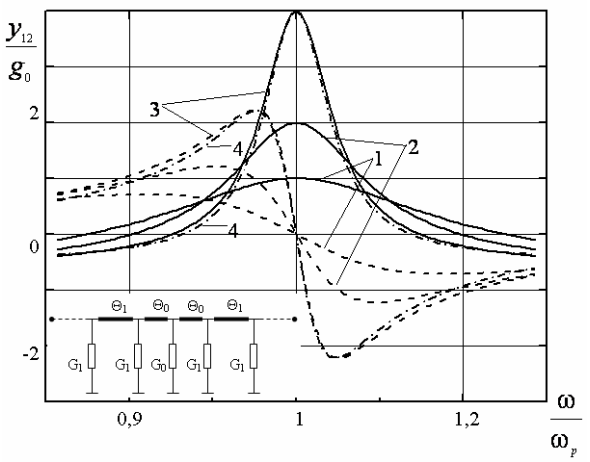


Рис. 3. Параметр y_{12} симметричной цепи с тремя нагрузками: 1 – $\tilde{G}_0 = 1$; 2 – $\tilde{G}_0 = 0{,}5$; 3 – $\tilde{G}_0 = 0{,}25$

На рис. 3 приведены частотные зависимости реальной (сплошные линии) и мнимой (пунктирные линии) частей y_{12}/g_0 симметричного четырёхполюсника с тремя нагрузками,

(кривая 4 рассчитана по приближенному выражению (6)). Кривые также имеют резонансный характер. На «резонансной» частоте, соответствующей $\Theta_0 = \pi/2$ и $\Theta_1 = \pi$, связь является чисто резистивной ($Y_{12} = 1/\tilde{G}_0$) и не зависит от проводимости боковых нагрузок. Как видно, с уменьшением $\tilde{G}_0$ величина связи возрастает, а область настройки сужается. В пределе $\tilde{G}_0 \to 0$ область настройки стягивается в точку. Предельная схема эквивалентна антисимметричному варианту. Действительно, схема на рис. 3 при $\tilde{G}_0 = 0$ представляет собой комбинацию двух антисимметричных цепей. Из рассмотренных примеров следует, что при малых погонных потерях линии канала связи его резонансные свойства могут быть достаточно сильными, чтобы выполнялось условие динамической неустойчивости $2C_{12} > C$.

Экспериментальное исследование системы двух автогенераторов

Экспериментальное исследование проведено на системе двух транзисторных СВЧ автогенераторов, перестраиваемых в диапазоне 3–3,5 ГГц (рис. 4) выполнено на отрезках воздушной несимметричной полосковой линии.

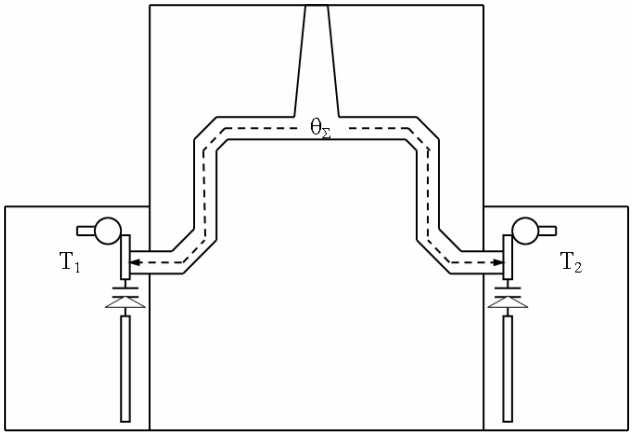
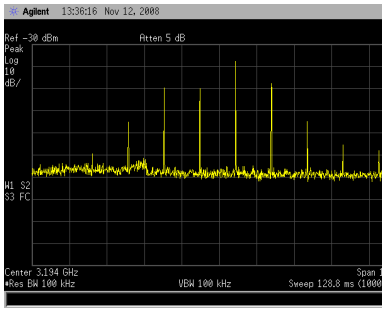


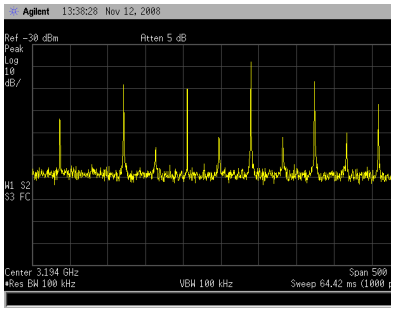
Рис. 4. Топология экспериментальной схемы

В процессе эксперимента проводилось измерение мощности в канале общей нагрузки в полосе синхронизации автогенераторов при изменении длины канала связи в интервале $4\pi \le \Theta_\Sigma \le 6{,}5\pi$. На всем интервале Θ_Σ, за исключением достаточно узкой области вблизи $\Theta_\Sigma \approx 6\pi$, устойчивы синхронные режимы с противофазными колебаниями генераторов. В области резонанса, ширина которой примерно $0{,}3\pi$, признаки регулярного когерентного движения полностью утрачиваются.

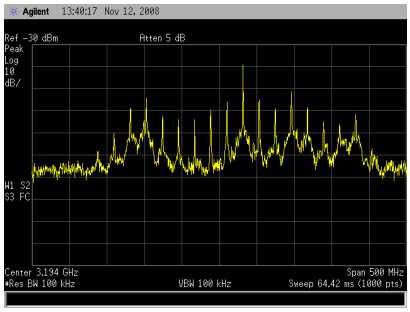
На рис. 5 приведены спектры колебаний при различных расстройках частот автогенераторов (полоса обзора – 500 МГц, первый и последний спектры – обзор 1 ГГц). Интересно, что при сближении частот в спектре сначала появляются характерные признаки затягивания частот. Однако с уменьшением расстройки «ожидаемого захвата» не происходит. Вместо этого спектр насыщается большим числом (до 10–30) дискретных составляющих, занимающих полосу 500 МГц и более. В процессе сближения собственных частот происходит весьма динамичное бифуркационное преобразование спектра; его составляющие периодически зашумляются и, сливаясь, образуют сплошной спектр шириной 500–700 МГц. Такое поведение спектра указывает на существование в системе сложных хаотических движений. Так как парциальные составляющие системы – автогенераторы в автономном режиме при любых условиях работают в стабильном одночастотном режиме, то наблюдаемые в эксперименте явления обусловлены сильными резонансными свойствами параметра взаимной связи. Можно сказать, что эти свойства разрушают когерентность.



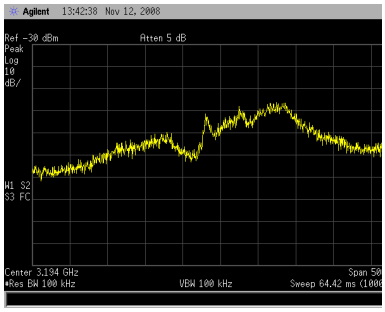
$f_1 \approx 3{,}201$ ГГц, $f_2 \approx 3{,}278$ ГГц



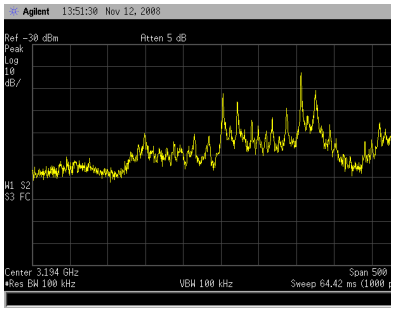
$f_1 \approx 3{,}229$ ГГц, $f_2 \approx 3{,}278$ ГГц



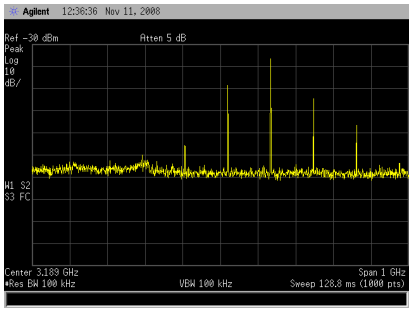
$f_1 \approx 3{,}239$ ГГц, $f_2 \approx 3{,}278$ ГГц



$f_1 \approx f_2 \approx 3{,}278$ ГГц



$f_1 \approx 3{,}309$ ГГц, $f_2 \approx 3{,}278$ ГГц



$f_1 \approx 3{,}318$ ГГц, $f_2 \approx 3{,}278$ ГГц

Рис. 5. Трансформация спектра системы двух автогенераторов при различных частотных расстройках при длине канала $\Theta_\Sigma \approx 6\pi$

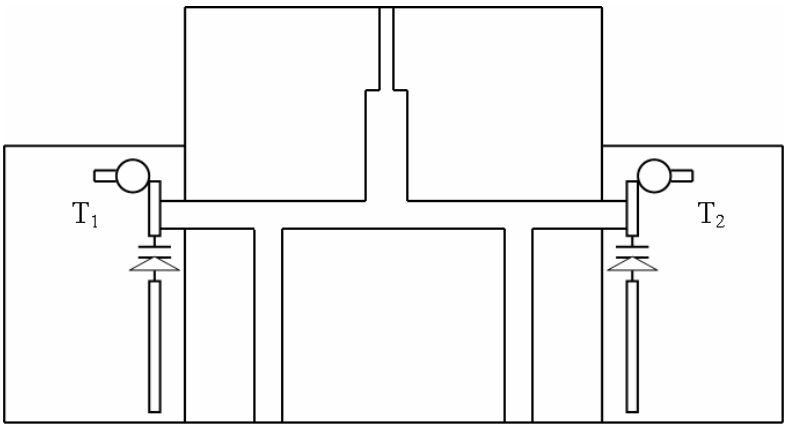
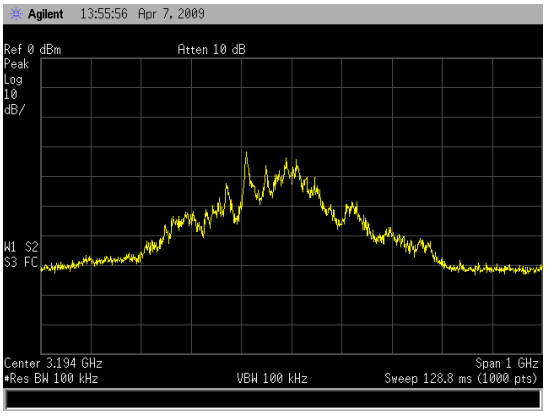
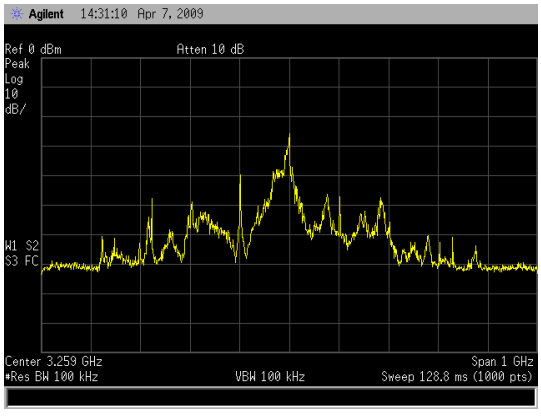


Рис. 6. Топология экспериментальной схемы с тремя нагрузками в канале связи



$f_1 \approx 3{,}242$ ГГц, $f_2 \approx 3{,}240$ ГГц



$f_1 \approx 3{,}250$ ГГц, $f_2 \approx 3{,}264$ ГГц

Рис. 7. Спектры системы двух автогенераторов с двумя нагрузками в канале связи при различных частотных расстройках при длине канала $\Theta_\Sigma \approx 9\pi$

На рис. 6 приведена топология экспериментальной схемы с тремя нагрузками. Генераторы соединялись между собой также отрезком воздушной несимметричной полосковой линией передачи. Три нагрузки были выполнены в виде отрезков полосковой линии. На рис. 7 представлены спектры для системы с тремя нагрузками при выключении центральной нагрузки, что соответствует пределу $\tilde{G}_0 \to 0$, когда область настройки $\mathrm{Re}\, Y_{12} > 0$ (рис. 3) стягивается в точку. Как видно, в этой схеме также, несмотря на близость частот автогенераторов, синхронизация не наступает; вместо этого в системе существуют хаотические колебания с широким сплошным спектром.

Заключение

В работе получены экспериментальные результаты, подтверждающие невозможность существования когерентных колебаний в системе двух автогенераторов при сильной взаимной резонансной связи. Показано, что резонансным поведением параметра связи обладают простые симметричные или антисимметричные цепи на основе волновых каналов с нагрузками. В системе транзисторных автогенераторов в области частот 3–3,5 ГГц экспериментально получен режим хаотических колебаний с шириной спектра до 700 МГц. Хаотический режим существует при полном равенстве частот генераторов и при небольших взаимных расстройках, достигающих 40–50 МГц. Специальное введение резонансных связей в системы генерирующих приборов может дать простой и эффективный способ получения широкополосных хаотических сигналов.

Список литературы

1. Владимиров, С. Н. Нелинейные колебания многочастотных автоколебательных систем / С. Н. Владимиров, А. С. Майдановский, С. С. Новиков ; под ред. А. С. Майдановского. – Томск : Изд-во Том. ун-та, 1993. – 203 с.

2. Новиков, С. С. Динамические и статические неустойчивости когерентных автоколебательных систем с управляемыми связями / С. С. Новиков // Изв. вузов. Физика. – 2006. – № 9. Приложение. – С. 265–270.

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ФАЗОВОГО СВЧ МАНИПУЛЯТОРА

Н. В. Скворцова, В. П. Разинкин (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630092, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20
E-mail: razinkin@ktor.ref.nstu.ru, skvortsova@ngs.ru

Описана оптимизация параметров фазового СВЧ манипулятора, выполненного на основе мостового шлейфного направленного ответвителя и предназначенного для применения в цифровых системах передачи информации. В работе предложены схемотехнические решения, позволяющие уменьшить массогабаритные показатели и расширить полосу рабочих частот.

В настоящее время для осуществления цифровых видов модуляции в СВЧ-диапазоне применяют мостовые фазовые манипуляторы, выполняемые на основе быстродействующих коммутационных диодов и шлейфного направленного ответвителя. Следует отметить, что шлейфный направленный ответвитель такого вида имеет достаточно широкую полосу рабочих частот (до 10 %), однако в дециметровом диапазоне длин волн четверть волновые шлейфы имеют большие размеры. С целью уменьшения массогабаритных пока-

зателей в данной работе предложено сократить размеры шлейфов за счет использования укорачивающих конденсаторов.

Исследуемый фазовый манипулятор содержит шлейфный направленный ответвитель, два развязанных плеча которого используются соответственно как вход и выход манипулятора, а к двум другим плечам подключены коммутационные диоды.

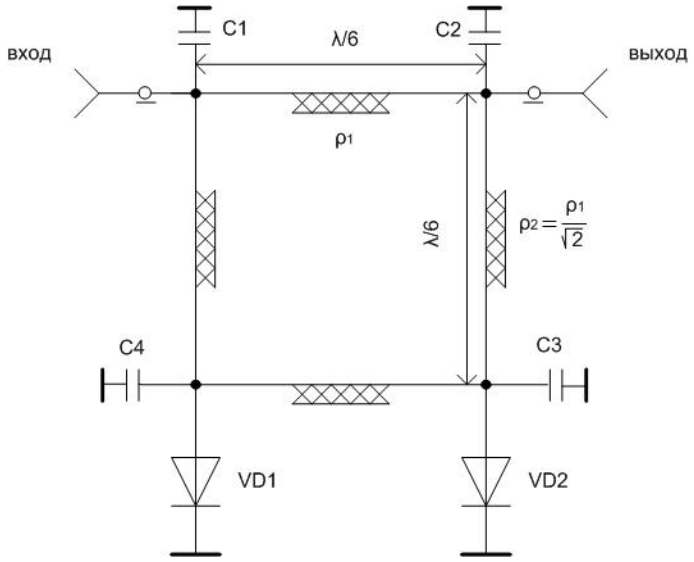


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема мостового СВЧ фазового манипулятора

На рис. 1 представлена принципиальная электрическая схема мостового фазового манипулятора с уменьшенными размерами шлейфов за счет укорачивающих конденсаторов C1, C2, C3 и C4. Как известно, на центральной частоте рабочего диапазона ω_0 отрезок линии передачи можно заменить фильтром нижних частот третьего порядка, элементы которого определяются по следующим формулам:

$$L = \frac{\rho_0 \cdot \sin(\theta_0)}{\omega_0}, \tag{1}$$

$$C = \frac{\tan(\frac{\theta_0}{2})}{\omega_0}, \tag{2}$$

где θ_0 – электрическая длина линии; ρ_0 – характеристическое сопротивление; $\omega_0 = 2\pi f_0$ – круговая частота.

В качестве исходных данных были приняты следующие значения: $\theta_0 = 90°$, $\rho_0 = 50$ (Ом), $f_0 = 2{,}4$ ГГц. Для конкретной конструкции шлейфного направленного ответвителя выберем электрическую длину $\theta = 60°$, тогда в этом случае коэффициент укорочения равен

$$K_y = \frac{\theta_0}{\theta} = \frac{90^0}{60^0} = 1{,}5. \tag{3}$$

Далее, согласно формулам (1)–(2) определяем значения емкостей укорачивающих конденсаторов и значение характеристического сопротивления укороченных шлейфов

$$C_1^{`} = \frac{\tan(\frac{\theta_0}{2})}{\rho_0 \cdot \omega_0} = 0,66 \text{ (Пф)}, \quad (4)$$

$$C_1^{''} = \frac{\tan(\frac{\theta_0}{2})}{\frac{\rho_0}{\sqrt{2}} \cdot \omega_0} - \frac{\tan(\frac{\theta}{2})}{\frac{\rho}{\sqrt{2}} \cdot \omega_0} = 0,93 \text{ (Пф)}, \quad (5)$$

$$C1 = C2 = C3 = C4 = C_1^{`} + C_1^{``} = 1,6 \text{ (Пф)}, \quad (6)$$

$$\rho = \frac{\rho_0}{\sin(\theta_0)} = \frac{50}{\sin(60^0)} = 57,73 \text{ (Ом)}. \quad (7)$$

Компьютерный анализ частотных свойств показал, что режим укорочения несколько уменьшает полосу рабочих частот. Для обеспечения максимально широкой полосы частот была проведена оптимизация параметров фазового манипулятора в двух режимах – при открытых и закрытых диодах. В качестве варьируемых параметров достаточно использовать волновые сопротивления шлейфов, поскольку их значения влияют также на величину укорачивающих емкостей. Оптимальные значения волновых сопротивлений направленного шлейфного ответвителя равны: $\rho_1 = 56,14$ (Ом), $\rho_2 = 39,02$ (Ом). Оптимизированные частотные характеристики фазового манипулятора представлены на рис. 2.

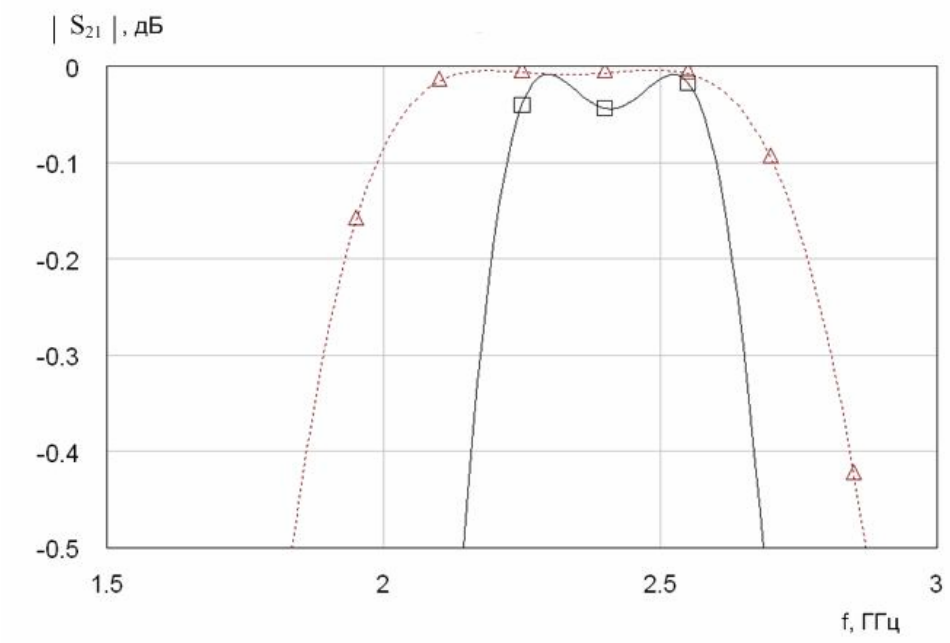


Рис. 2. Оптимальные частотные характеристики мостового СВЧ фазового манипулятора

На рис. 2 сплошной линией показаны частотные зависимости, соответствующие открытому режиму коммутационных диодов VD1 и VD2, а пунктирной линией – закрытому режиму. Из представленных зависимостей следует, что оптимальные частотные характеристики имеют Чебышевскую пульсацию. Зависимость такого вида обеспечивает максимально широкую полосу рабочих частот.

Вывод. Предлагаемое устройство отличается достаточно малыми массогабаритными размерами, которые получены путем подключения укорачивающих конденсаторов.

При этом в полосе рабочих частот исследуемого фазового манипулятора уровень пульсации АЧХ не превышает 0,05 дБ, что обеспечивает малую величину паразитной амплитудной модуляции.

Список литературы

1. Веселов, Г. И. Микроэлектронные устройства СВЧ / Г. И. Веселов. – М. : Высш. шк., 1988. – 280 с.

2. Сычев, А. Н. Управляемые СВЧ устройства на многомодовых полосковых структурах / А. Н. Сычев. – Томск : ТГУ, 2001. – 318 с.

СТРУКТУРА БАЗОВОГО ЭЛЕМЕНТА АНТЕННО-ФИДЕРНОЙ СИСТЕМЫ С УПРАВЛЯЕМОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ В КОРОТКОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ

В. В. Цветков, С. В. Ковалев, В. А. Мельник, М. Ю. Чепелев (научный руководитель)

Воронежский институт Федеральной службы исполнения наказаний России
394072, Воронеж, ул. Иркутская, д.1-А
E-mail: vifsin@mail.ru

Рассматривается вопрос выбора конструкции антенны коротковолнового диапазона, входящей в антенно-фидерную систему с электрически управляемой диаграммой направленности.

Одним из наиболее распространенных составных частей радиотехнических комплексов являются антенные системы различного назначения. К антеннам современных радиосистем предъявляются много требований, среди которых часто решающее значение имеют два. Первое из них – направленность действия, то есть распределение электромагнитной мощности в пространстве по определенному закону. В одних случаях желательно обеспечить равномерность действия антенны по всем направлениям, в других требуется концентрировать излучение или осуществить радиоприем в пределах достаточно узкого углового сектора. Второе требование – излучение или радиоприем должны сопровождаться минимальными потерями электромагнитной мощности на нагрев проводников и диэлектриков антенны, то есть антенна должна иметь высокий КПД.

Применение сложных антенных систем в виде решеток, состоящих из системы направленных излучателей, значительно расширяет возможности реализации указанных требований. Система излучателей с электрически управляемым фазовым распределением – фазированная антенная решетка (ФАР) – способна осуществлять электрическое сканирование луча в пространстве со скоростью, которая может быть на несколько порядков выше скорости механически сканирующих антенн. Время установки в заданную точку пространства луча ФАР практически определяется быстродействием электрического фазовращателя или перестройкой частоты при частотном сканировании и не связано с весом и размерами антенны. При таком «безынерционном» сканировании возможны новые, не применявшиеся методы обзора пространства, а также многоцелевая работа.

В последнее время уделяется значительное внимание так называемым активным решеткам, в которых к каждому излучателю или их группе подключаются активные элементы: автогенератор, усилитель, преобразователь, смеситель и т. д. Такой подход на основе антенной решетки к построению всей радиосистемы позволяет существенно расширить возможности системы в обработке поступающей информации, построить адаптирующиеся антенны и достигнуть лучшего сопряжения радиосистемы с ЭВМ.

Известны преимущества магнитных антенн по сравнению с электрическими в радиочастотных диапазонах, обусловленные характером распределения естественных и промышленных помех по E и H – компонентам электромагнитного поля [1]. Однако эти преимущества определяются степенью приближения магнитной антенны к идеальному магнитному диполю. Так, например, известные рамочные антенны обладают приемом как по H, так и по E – компоненте электромагнитного поля и, следовательно, подвержены влиянию E – помех ближней зоны. Степень подавления помеховой компоненты электромагнитного поля в рамочных антеннах определяется конструктивными и схемотехническими решениями. Лучший результат дает конструкция рамочной антенны типа «короткозамкнутый виток» с повышающим трансформатором. Такого типа антенны широко известны как измерительные антенны параметров электромагнитного поля, так как обеспечивают постоянство коэффициента преобразования в широком диапазоне рабочих частот [2].

Электромагнитная волна, воздействуя на рамки антенн, создает в них токи с разностью фаз, зависящей от расстояний между антеннами и направления прихода волн. При суммировании сигналов наибольшую амплитуду сигнала можно получить, если все сигналы будут поступать на сумматор с одинаковой фазой. Задача формирования диаграммы направленности при этом сводится к тому, чтобы достичь равенства фаз всех сигналов на входах сумматора для заданных расстояний между антеннами и направлений прихода волн.

Выравнивание фаз сигналов может быть осуществлено с помощью фазовращающих цепочек или линии задержки сигнала, обеспечивающих необходимый сдвиг фаз. В широком частотном диапазоне принимаемых сигналов, применение линий задержек оказывается предпочтительнее. При фиксированных расстояниях между антеннами, выбирая линии задержки с определенными параметрами, можно получить совпадение фаз для заданных углов прихода волны. Условие фазировки при этом будет выполняться для всех волн, приходящих по направлениям «образующей» конуса, ось которого совпадает с осью модуля, а угол между образующей и осью конуса имеет величину, для которой выполняется условие фазировки.

Получение максимума при сложении сигналов определяется не только равенством фаз, но и их уровнем, который зависит от диаграммы направленности антенн в азимутальной плоскости. Поэтому, изменяя параметры линий задержки и соответствующим образом вращая диаграмму направленности (ДН) антенн в азимутальной плоскости, можно получить максимум ДН с определенным азимутом и углом места.

Самый лучший результат может быть получен при использовании широкого короткозамкнутого витка (в магнитостатическом приближении) в ферромагнитной антенне [3]. При этом широким следует считать виток с шириной

$$\Delta >> \tilde{\mu} \cdot b,$$

где $\tilde{\mu}$ – магнитная проницаемость сердечника; b – толщина пластины.

При определенных соотношениях геометрических размеров короткозамкнутого витка и дисперсионных свойств ферромагнитного сердечника (в части спектра магнитной проницаемости) обеспечивается максимальная широкополосность при постоянстве КСВН. В совокупности со схемно-техническими особенностями построения таких антенн (прием на противофазные полурамки полезного сигнала, низкий выходной импеданс и т. д.) достигается практически полное подавление паразитного приема по E – компоненте в том числе и за счет наводимых на элементы конструкции вихревых токов.

На рис. 1 приведен вариант антенны на разомкнутом сердечнике с дифференциальным трансформатором.

Еще большую помехозащищенность и чувствительность можно получить в варианте антенны, представленное на рис. 2, использующем дифференциальное включение четырех замкнутых сердечников [4].

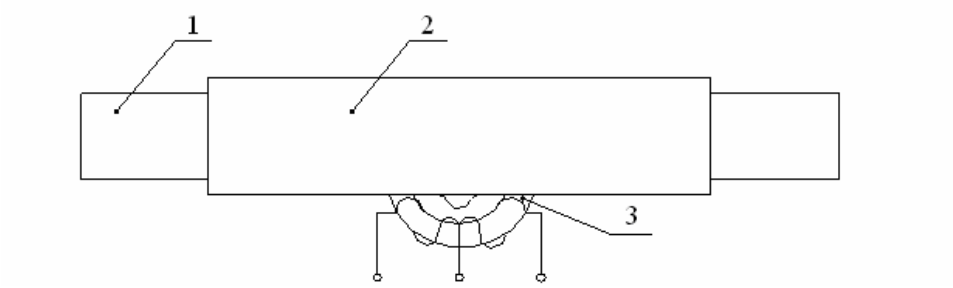


Рис. 1. Антенна на разомкнутом сердечнике с дифференциальным трансформатором:
1 – ферромагнитный сердечник; *2* – широкий сигнальный виток; *3* – трансформатор

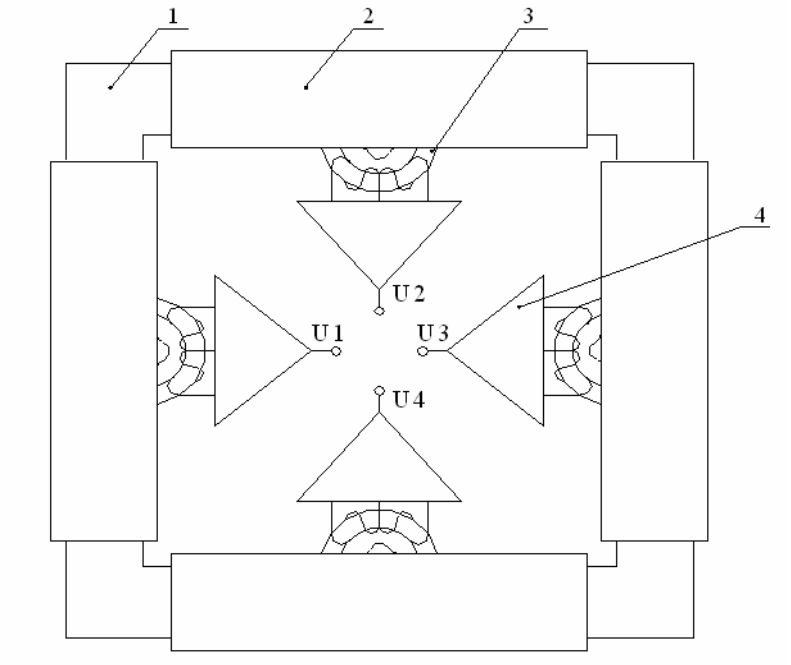


Рис. 2. Антенна с использованием дифференциального включения четырех замкнутых сердечников:
1 – ферромагнитный сердечник; 2 – сигнальный виток; 3 – трансформатор; 4 – усилитель

Анализ антенны типа широкий «короткозамкнутый» виток с повышающим трансформатором и антенны с традиционным размещением сигнальной обмотки поверх сердечника показывает, что вместе с ростом эффективности, что характерно для представленной на рис. 1 антенны, растет модуль комплексного сопротивления |Z|, а значение фазы при этом переходит через нуль, что связано с резонансными явлениями. Это не всегда приемлемо, особенно, если необходимо обеспечить многоканальность с последующим фазированием, что возможно в апериодических широкополосных системах. В вариантах антенны, представленной на рис. 2, использующей широкий «короткозамкнутый» виток, этот недостаток устранен. Здесь обеспечивается апериодический характер частотной зависимости модуля |Z| антенны, а резонансные явления в диапазоне рабочих частот отсутствуют.

Расчетные геометрические размеры сердечника антенны 640×640×20 мм являются оптимальными с точки зрения необходимого размагничивающего фактора, обеспечивающего максимальную эффективную проницаемость в сечении сердечника. Применение широкого (объемного) сигнального витка за счет влияния наводимого вторичного поля на сердечник антенны дополнительно расширяет диапазон рабочих частот системы «сердечник – виток». Так спектр магнитной проницаемости комбинированного феррита в указанной геометрии сердечника монотонно изменяется в действительной части эффективной проницае-

мости от 35 до 3 в диапазоне рабочих частот от 2 до 30 МГц. Фазовый угол между действительной и мнимой частью эффективной магнитной проницаемости, определяющий потери, соответственно изменяется от 88 до 45 градусов. Таким образом, частотные свойства системы «сердечник – виток» имеют значительную широкополосность. ЭДС сигнального витка антенны далее повышается с помощью объемного широкополосного трансформатора, выполненного на ферритовых кольцах К40×25×11 проницаемостью М1000НМ. Совокупный выходной импеданс пассивной системы «сигнальный виток – сердечник – объемный трансформатор» монотонно изменяется в безрезонансной области рабочих частот от десятков до сотен Ом, что позволяет упростить задачу согласования пассивной части антенны с антенным усилителем.

Данный вариант антенны имеет достаточную временную и температурную стабильность выходных параметров, позволяющую использовать такую антенну в качестве базового элемента антенно-фидерной системы с управляемой диаграммой направленности.

Список литературы

1. Рэд, Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике: схемы, блоки, 50-Омная техника / Э. Рэд ; пер. с нем. – М. : Мир, 1990. – 256 с.

2. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи / под ред. Д. Р. Ж. Уайт. – М. : Сов. радио, 1977. – Т. 3. – 269 с.

3. Мизюк, Г. Л. Сравнение эффективности рамочной и ферромагнитной антенн / Г. Л. Мизюк. – В кн. : Геофизическая аппаратура. – 1979. – Вып. 68. – С. 36–42.

4. Макаров, О. Ю. Применение рамочных антенн в системах с управляемой диаграммой направленности / О. Ю. Макаров, М. Ю. Чепелев, М. Г. Уваров // Проблемы обеспечения надежности и качества приборов, устройств и систем : межвуз. сб. науч. тр. – Воронеж : Изд-во ВГТУ, 2005. – С. 178–184.

ПРИМЕНЕНИЕ СУММОРАЗНОСТНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ДЛЯ СОГЛАСОВАНИЯ С МАГНИТНОЙ АНТЕННОЙ В КОРОТКОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ

И. В. Дробот, В. В. Цветков, С. В. Ковалев, В. А. Мельник,
М. Ю. Чепелев (научный руководитель)

Воронежский институт Федеральной службы исполнения наказаний России
394072, Воронеж, ул. Иркутская, д.1-А
E-mail: vifsin@mail.ru

Рассматриваются некоторые вопросы разработки структурной и электрической схем антенного усилителя сигналов коротковолнового диапазона, а также его согласованного с ферритовой антенной.

К современным антенным системам в целом, а следовательно и к отдельным антеннам этих систем, предъявляются высокие требования. В частности, излучение или радиоприем должны сопровождаться минимальными потерями электромагнитной мощности. Кроме того, должен обеспечиваться высокий уровень помехозащищенности. Магнитные антенны при реализации этих требований по сравнению с электрическими имеют преимущества в радиочастотных диапазонах, обусловленные характером распределения естественных и промышленных помех по E и H – компонентам электромагнитного поля [1]. Эти преимущества определяются степенью приближения магнитной антенны к идеальному магнитному диполю. При этом лучший результат дает конструкция рамочной антенны типа «короткозамкнутый виток.

Принимаемые антеннами сигналы имеют, как правило, низкие уровни и весьма малую мощность. Поэтому всегда возникает необходимость в их усилении. При этом ферритовая антенна оказывается нагруженной на входное сопротивление антенного усилителя. Вопрос о согласовании антенны с усилителем возникает в двух вариантах постановки задачи. Первый вариант – это обеспечение передачи на вход усилителя максимальной мощности от источника питания и достижение тем самым наибольшей чувствительности системы. Этот вид согласования известен под названием энергетического. Его стремятся реализовать при достаточно высоком уровне сигнала или в тех случаях, когда уровень внешних помех существенно превышает собственные шумы измерительного устройства. Второй вариант – это достижение минимального порога чувствительности устройства, то есть реализуется максимальная чувствительность антенны, а влияние собственных шумов усилителя сводится к минимуму. Этот вариант применяют в тех случаях, когда уровень внешних помех сведен к столь малой величине, что определяющим становится внутренние шумы ферритовой антенны и усилителя. Режим энергетического или шумового согласования реализуется при различных соотношениях параметров антенны и усилителя. Независимо от режима согласования антенны с усилителем, выполнять его приходится в одном из следующих вариантов: при известном выходном сопротивлении антенны подбирать антенный усилитель; при выбранном усилителе изменить выходные параметры антенны (как правило, параметры выходного трансформатора). Параметры трансформатора подбираются таким образом, чтобы антенна работала в режиме энергетического или шумового согласования. Потенциальная мощность антенны не зависит от числа витков повышающего трансформатора. Поэтому согласование антенны с усилителем можно выполнить подбором числа витков. Для энергетического согласования достаточно выполнить простое условие равенства комплексного выходного сопротивления антенны и входного комплексного сопротивления усилителя. Причем для случая ферромагнитной антенны при использовании частотных свойств сердечника это условие выполняется в широком диапазоне частот.

Пассивная часть антенны и усилитель имеют собственные (внутренние) шумы. В антенной обмотке (или трансформаторе) внутренние шумы определяются в первую очередь тепловыми шумами проводника, из которого выполнена сигнальная рамка, а также шумами дополнительного сопротивления, обусловленного диэлектрическими и магнитными потерями соответственно в катушке и сердечнике.

Любой реальный усилитель обладает собственным шумом. Шумовое согласование пассивной части антенны с усилителем сводится к выбору таких параметров ферритовой антенны (число витков, коэффициент трансформации), при которых вклад усилителя в результирующий шум был бы минимальным. Тогда сигнал и общий шум будут определяться параметрами самой антенны (почти независимо от шумов усилителя).

Эксплуатация антенн коротковолнового диапазона радиоволн происходит, как правило, на фоне внешних радиопомех. Основными видами внешних помех в указанном диапазоне являются атмосферные и промышленные помехи.

Если активная антенна работает в условиях радиопомех, то шумовое согласование обеспечивается путем выбора числа витков ферритовой антенны или согласующего трансформатора, при которых напряжение внешнего шума, пересчитанное к входу усилителя, в 2–3 раза превышает уровень шума усилителя. Относительным критерием оценки качества шумового согласования может быть коэффициент шума, позволяющий оценить, насколько ухудшается отношение сигнал/шум на выходе антенны по сравнению с отношением сигнал/шум в точке приема.

Воздействие помех на антенну может быть столь значительным, что в антенном тракте появляется дополнительное «интермодуляционное зашумление» и даже частичное блокирование полезного сигнала. Последнее определяется динамическим диапазоном ак-

тивной части антенны. Различают односигнальный (уровень блокирования) и многосигнальный (интермодуляционный) динамический диапазон.

Предлагаемый антенный усилитель обладает совокупностью параметров, необходимых для обеспечения оптимального согласования выходного сопротивления ферромагнитной антенны и входных цепей устройств последующей обработки сигналов с волновым сопротивлением 75 Ом [2]. Усилитель обеспечивает высоколинейное усиление с низким уровнем собственных шумов.

В этом усилителе для уменьшения нелинейных искажений использованы мощные малошумящие высокочастотные биполярные транзисторы типа 2Т939А, рабочая точка выбрана по постоянному току посредством резистивного делителя по минимуму нелинейных искажений, введена линейная обратная связь по току с помощью активных сопротивлений и бесшумовая обратная связь по напряжению с помощью трансформаторов; выбрана балансная схема включения транзисторов с общим эмиттером.

Сложение противофазных сигналов обоих «плеч» усилителя осуществляется на нагрузочном сумморазностном трансформаторе, схема электрическая принципиальная которого приведена на рис. 1.

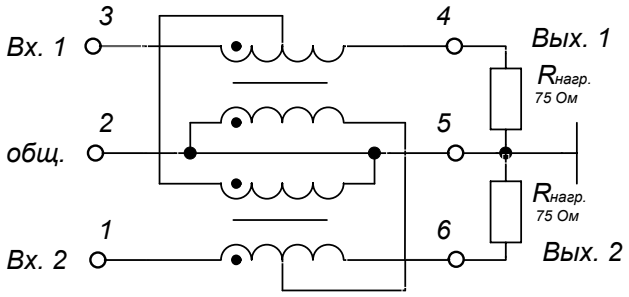


Рис. 1. Схема электрическая принципиальная сумморазностного трансформатора

Для оптимального использования полоса его рабочих частот выбрана больше ширины спектра сигнала. Апериодический трансформатор с коэффициентом трансформации 1:1 выполнен на ферритовых кольцах с относительно высокой начальной магнитной проницаемостью из феррита 1500НМ. Обмотки трансформатора выполняются скрученными между собой проводами с целью получения оптимального коэффициента связи.

При поступлении синфазных сигналов на входы ВХ1, ВХ2 трансформатора на нагрузке ВЫХ 1 образуется суммарный сигнал, а на ВЫХ 2 – разностный. Возможно как синфазное, так и противофазное включение нагрузок.

Важной характеристикой трансформатора является развязка между его выходами, т. е. взаимного проникновения сигнала. Для сумморазностного трансформатора она составляет в рабочей полосе частот не менее 36 дБ.

Таким образом, в сумморазностном трансформаторе происходит ослабление четных гармоник сигнала, т. е. нелинейных искажений.

По данным измерений усилитель имеет следующие технические характеристики:

усиление плюс 15 дБ в полосе частот 2,0–30,0 МГц;

КСВН по входу и выходу не более 1,3;

динамический диапазон по комбинационной составляющей:

второго порядка не менее 95 дБ;

третьего порядка не менее 87 дБ;

входное сопротивление в полосе частот 2,0–30,0 МГц находится в пределах от 1 кОм до 180 Ом.

Напряжение собственных шумов на выходе усилителя (с антенным эквивалентом на входе) в полосе 1,7 кГц на нагрузке 75 Ом составляет минус 18 дБ/мкВ. Результаты

компьютерного моделирования антенного усилителя показывают хорошие характеристики в части коэффициента усиления, собственных шумов, неравномерности АЧХ и ФЧХ, динамического диапазона (односигнального и двухсигнального), входного и выходного КСВН для работы в антенне [2]: неравномерность АЧХ в диапазоне от 2 до 30 МГц не превышает 0,5 дБ, собственные шумы в полосе 1700 Гц, соответствует уровню минус 20 дБ·мкВ, по комбинационным составляющим взаимной модуляции второго и третьего порядков уровень комбинации второго порядка не хуже минус 100 дБ, третьего порядка минус 81 дБ.

Список литературы

1. Рэд, Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике: Схемы, блоки, 50-Омная техника / Э. Рэд ; пер. с нем. – М. : Мир, 1990. – 256 с.

2. Макаров, О. Ю. Оптимальное согласование усилителя с коротковолновой магнитной антенной / О. Ю. Макаров, М. Ю. Чепелев, М. Г. Уваров // Проблемы обеспечения надежности и качества приборов, устройств и систем : межвуз. сб. науч. тр. – Воронеж : Изд-во ВГТУ, 2005. – С. 189–195.

ФАЗИРОВАННАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА СПИРАЛЬНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

Т. В. Краснов, Г. С. Пузиков (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: bers-redhold@yandex.ru

Приводятся результаты разработки и электродинамического моделирования широкополосной фазированной антенной решетки со спиральными элементами диапазона 2,45 ГГц. Поворот фазы на элементах отражательной решетки достигается путем электронного переключения вращения поля спирального излучателя отражательной антенной решетки. Такой способ обеспечивает скорость переключения как у *p-i-n*-диодных фазовращателей, но обладает меньшими потерями и значительной частотной независимостью, причем при их изготовлении можно пользоваться методом фотографления или вакуумного напыления.

В связи с развитием и совершенствованием систем спутниковой и сотовой связи, спутниковой навигации, радиоуправления различных видов транспортных средств, беспроводной широкополосной связи типа Bluetooth и Wi-Fi и т. д., все большее внимание стало уделяться антеннам подвижных объектов, используемых в этих системах. Главное требование, предъявляемое к антеннам подвижных объектов – использование круговой поляризации, поскольку именно такой вид поляризации обеспечивает надежность и высокое качество связи при изменении ориентации в пространстве антенны, установленной на подвижном объекте. В связи с современной тенденцией миниатюризации, и все более обостряющимися проблемами электромагнитной совместимости и экологической безопасности, появляются новые, более жесткие требования к габаритным размерам и характеристикам антенн. Важным параметром антенны является рабочий диапазон и возможность ее использования в широком диапазоне без перестройки.

В работе предлагается использование спиральных антенн в качестве элементов фазированной антенной решетки (ФАР), а также способ регулировки фазовых сдвигов без использования фазовращателей.

В системах с электронным сканированием чаще всего находят применение плоские ФАР. Благодаря простоте конструирования и изготовления они обладают существенными преимуществами перед ФАР, выполненными на искривленных поверхностях. В частности, в результате оптимального возбуждения апертуры обеспечивается весьма низкий

уровень боковых лепестков; обслуживание плоских структур намного проще; в плоских АР более эффективно используется площадь апертуры.

Достоинством спиральных антенн в качестве элементов ФАР является простота конструкции, что приводит как к уменьшению стоимости антенны, так и к повышению ее надежности. Наряду с этим можно отметить, что спиральные антенны имеют малые габариты, малую массу и возможность расположения их на различных поверхностях, что позволяет достаточно просто вписывать их в конструкцию объектов-носителей.

Рассмотрим структуру плоских спиральных излучателей в виде спирали Архимеда. Однозаходные спиральные антенны обладают недостатком, связанным асимметрией этих структур и, как следствие, максимум их излучения смещен относительно осевого направления, что ухудшает направленные свойства антенн. Данный недостаток устраняется двухзаходным вариантом исполнения плоской спиральной антенны, согласно уравнению этой спирали в полярных координатах [1]

$$r_1(\varphi) = a\varphi + r_0;\ \mathrm{r}_2(\varphi) = a(\varphi + \pi) + r_0, \qquad (1)$$

где $r_1(\varphi)$ и $\mathrm{r}_2(\varphi)$ – радиус-векторы двухзаходной спирали; a – параметр кривизны; $r_0(\varphi)$ – начальное значение радиус-вектора.

Математическое моделирование проводилось для двухзаходного варианта плоской спиральной антенны. Результирующее поле излучения, при этом, представляет собой суперпозицию полей излучаемых каждым витком двухзаходной спирали.

В среде CST Microwave Studio смоделирована двухзаходная трехвитковая плоская Архимедова спиральная антенна на резонансную частоту 2,45 ГГц, так как этот диапазон является наиболее востребованным в системах связи.

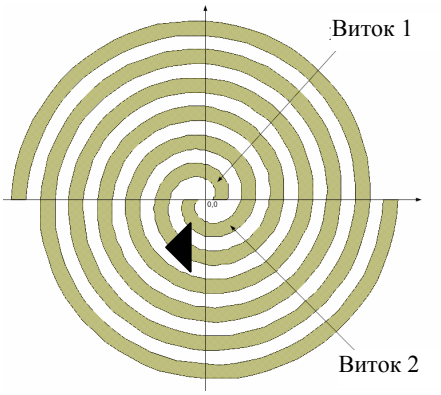


Рис. 1. Общий вид модели антенны

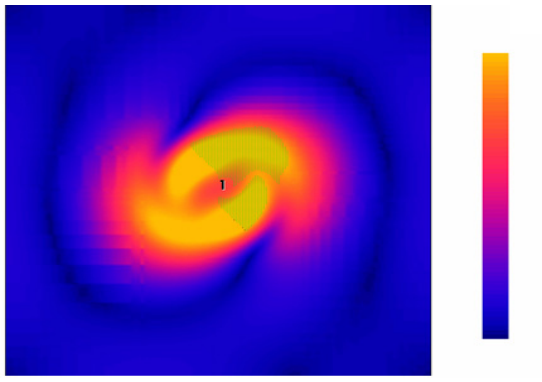


Рис. 2. *E*-поле плоского спирального излучателя

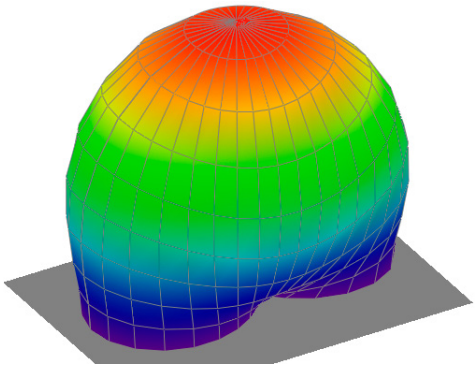


Рис. 3. Трехмерный вид ДН спирального облучателя

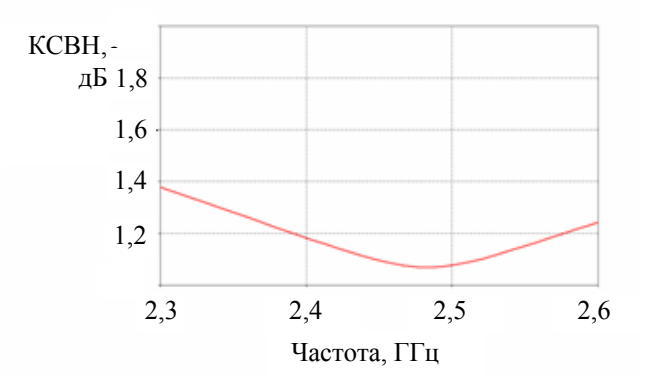


Рис. 4. График зависимости КСВН спирального облучателя от частоты

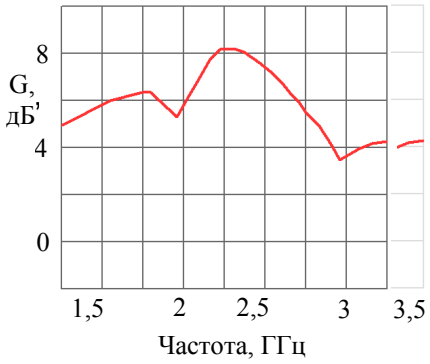


Рис. 5. Зависимость коэффициента усиления спирального облучателя от частоты

Ширина главного лепестка ДН в вертикальной плоскости $\Delta\varphi = 112{,}7°$, а ширина главного лепестка ДН в горизонтальной плоскости $\Delta\Theta = 91{,}5°$.

Плоский спиральный излучатель имеет слабонаправленную двустороннюю структуру поля, что позволяет использовать ее как элемент антенной решетки, при чем для создания односторонней структуры поля ФАР необходимо установить экран на расстоянии $h \le \lambda/4$ от плоскости антенной решетки, что соответствует отражательному типу ФАР.

Большинство плоских ФАР состоит из идентичных излучателей, расположенных в узлах прямоугольной координатной сетки с двойной периодичностью.

Характеристика направленности ФАР – $\vec{f}(\Theta,\varphi)$ может быть представлена в виде произведения характеристики направленности изолированного спирального излучателя $\vec{F}(\Theta,\varphi)$ на множитель решетки $F_\Sigma(\Theta,\varphi)$, который можно рассматривать как характеристику направленности решетки, состоящей из изотропных излучателей

$$\vec{f}(\Theta,\varphi) = \vec{F}(\Theta,\varphi)\,F_\Sigma(\Theta,\varphi), \tag{2}$$

где

$$F_\Sigma(\Theta,\varphi) = \sum_{m,\,n\,=\,1}^{M,\,N} A_{mn} e^{j\left(\Phi_{mn}+\Phi^{\text{п}}_{mn}\right)}. \tag{3}$$

В приведенных выражениях A_{mn} – амплитуда возбуждения элемента решетки; $\Phi_{mn} = -k\left(X_{mn}\cos\varphi_{\text{гл}} + Y_{mn}\sin\varphi_{\text{гл}}\right)\sin\Theta_{\text{гл}}$ – фаза возбуждения излучателей в решетке, где $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число; X_{mn} и Y_{mn} – координаты излучателей в решетке; $\Theta_{\text{гл}}$ и $\varphi_{\text{гл}}$ – углы сферической системы координат, определяющие направление главного максимума в пространстве; $\Phi^{\text{п}}_{mn} = k\left(X_{mn}\cos\varphi + Y_{mn}\sin\varphi\right)\sin\Theta$ – пространственный фазовый сдвиг для направления наблюдения Θ, φ.

При использовании прямоугольной сетки (см. рис. 6) дифракционные максимумы высших порядков отсутствуют, если расстояние между излучателями в направлении координатных осей удовлетворяет следующим условиям:

$$d_x/\lambda \le 1/\left(\sin\Theta_{x\max} + 1\right);\; d_y/\lambda \le 1/\left(\sin\Theta_{y\max} + 1\right), \tag{4}$$

где λ – длина волны; $\Theta_{x\max}$, $\Theta_{y\max}$ – максимальные углы отклонения луча в плоскостях *ZOX* и *ZOY*. Обеспечивает синфазное сложение полей в заданном направлении.

Если отдельные излучатели, образующие ФАР, питаются синфазно, то на достаточно большом удалении в перпендикулярном направлении излучаемые волны приходят в фазе и суммируются, а максимум излучения создается направленным в перпендикулярном по отношению к плоскости решетки направлении. При наличии же постепенно накапливаемого от элемента к элементу сдвига по фазе такое суммирование произойдет под углом Θ к плоскости антенны.

Если расстояния между излучателями одинаковы и составляют d, то, как видно из рис. 7, разность хода лучей между соседними излучателями составит $\Delta r = d \sin\Theta$, что соответствует сдвигу по фазе:

$$\psi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin\Theta . \qquad (5)$$

Именно такой должна быть разность фаз между соседними излучателями, чтобы излучение было направлено под углом Θ к нормали.

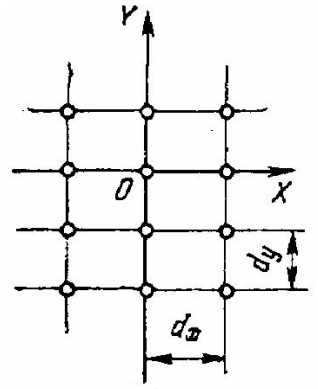


Рис. 6. Прямоугольная сетка размещения излучателей

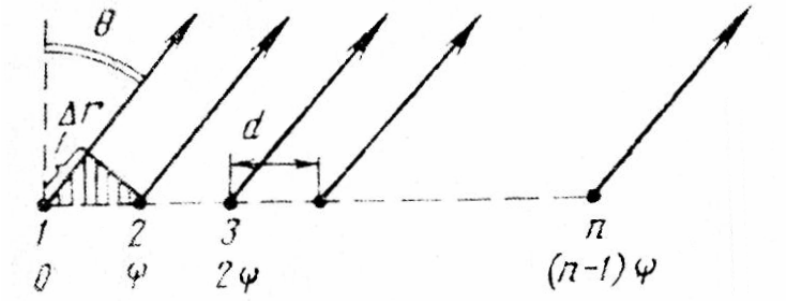


Рис. 7. Схема изменения направления излучения фазированной антенной решетки

Как правило, для уменьшения уровня боковых лепестков и взаимного влияния плоских спиральных излучателей расстояние между элементами ФАР $d \le \lambda / 2$.

Дискретное изменение сдвига фаз между соседними излучателями осуществляется с помощью переключения диодов на зажимах спиралей. Так простейший коммутационный фазовращатель на 4 позиции состоит из 4-х нерегулируемых фазовращателей, выполненных в виде поворота спиралей и 4-х коммутаторов, при поочередном включении которых фаза напряжения на выходе фазовращателя изменяется скачками через дискреты, равные $\Delta\varphi_и = 2\pi / 4$, и принимает значения 0, $\pi/2$, π, $3\pi/2$. Переключая диоды непосредственно на зажимах спиралей, можно осуществить вращение поля электронным путем, причем отпадает необходимость в применении фазовращателей, что существенно снижает вносимые потери и позволяет осуществлять фазировку АР, не зависящую от частоты. Дискретное изменение фазы имеет преимущество перед плавным большей стабильностью электрических параметров и более простым управляющим цифровым устройством.

В среде CST Microwave Studio смоделирована ФАР, состоящая из 4-х двухзаходных плоских трехвитковых Архимедовых спиральных излучателей, общий внешний вид которой представлен на рис. 8. Рассчитанные поле антенны и ДН изображены на рис. 9 и 10 соответственно.

Ширина главного лепестка ДН в вертикальной плоскости ФАР $\Delta\varphi = 48{,}5°$, а ширина главного лепестка ДН в горизонтальной плоскости ФАР $\Delta\Theta = 46{,}4°$.

Ширина главного лепестка плоской ФАР определяется главным образом ее размерами.

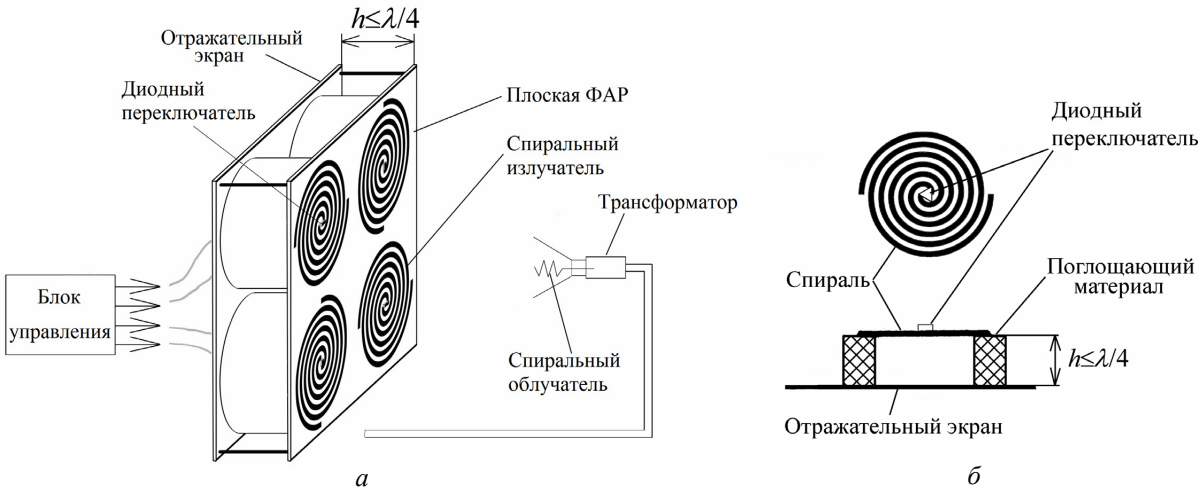


Рис. 8. Структура ФАР: *а* – общий вид; *б* – плоский спиральный излучатель

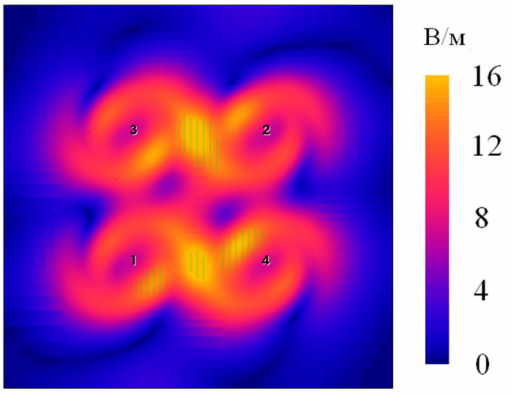


Рис. 9. Е-поле ФАР при возбуждении от вибраторного излучателя

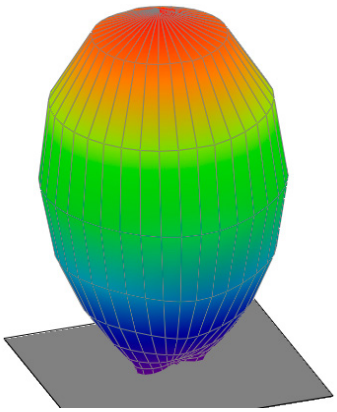


Рис. 10. Трехмерный вид ДН ФАР

При эксплуатации необходимо учитывать, что наименьший уровень боковых лепестков у плоской антенной решетки создается в плоскости, проходящей через ее диагональ.

Благодаря применению обычных переключательных диодов вместо фазовращателей отпадает необходимость в сложных высокочастотных разъемах для подсоединения элементов к антенной решетке – вместо них могут применяться обычные электрические разъемы.

Использование спирального облучателя в отражательной ФАР значительно снижает реакцию зеркала на облучатель, т. к. при отражении от решетки изменяется направление вращения вектора поляризации. Согласование спирального облучателя с фидером и его ДН остаются неизменными в широком диапазоне частот, т.к. входное сопротивление облучателя имеет активный характер.

Таким образом, использование в ФАР спиральных излучателей обеспечивает высокую широкополосность системы.

Плоская ФАР, в которой фазировка осуществляется дискретно путем электронного управления переключательными диодами непосредственно на зажимах плоских микрополосковых Архимедовых спиралей, отличается отсутствием необходимости использования фазовращателей, вследствие чего обеспечивается малый уровень потерь, значительное улучшение массогабаритных показателей антенной решетки и повышение надежности системы, а также более высокой технологичностью изготовления и простотой управления фазированием, что обуславливает высокую перспективность ее применения и удовлетворение широкому спектру требований.

Список литературы

1. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток : учеб. пособие для вузов / Д. И. Воскресенский, В. И. Степаненко, В. С. Филиппов и др. ; под ред. Д. И. Воскресенского. – 3-е изд., доп. и перераб. – М. : Радиотехника, 2003. – 632 с.: ил.

2. Зелкин, Е. Г. Методы синтеза антенн: Фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрывом / Е. Г. Зелкин, В. Г. Соколов. – М. : Сов. радио, 1980. – 296 с., ил.

3. Амитей, Н. Теория и анализ фазированных антенных решеток / Н. Амитей, В. Галиндо, Ч. Ву ; пер. с англ. под ред. А. Ф. Чаплина. – М. : Мир, 1974. – 453 с.: ил.

4. Юрцев, О. А. Спиральные антенны / О. А. Юрцев, А. В. Рунов, А. Н. Казарин. – М. : Сов. радио, 1974. – 224.: ил.

ИССЛЕДОВАНИЕ УПРАВЛЯЕМОГО ФАЗОВОГО СДВИГА В РЕЗОНАНСНОЙ КОНСТРУКЦИИ ЖИДКОКРИСТАЛЛИЧЕСКОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ

К. В. Лемберг, А. М. Сержантов (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского 26
E-mail: konstl@rambler.ru

Получено аналитическое выражение для величины управляемого фазового сдвига в резонансной конструкции жидкокристаллического фазовращателя, связывающее основные параметры устройства – относительную ширину полосы пропускания, анизотропию диэлектрической проницаемости используемого жидкого кристалла и количество резонаторов. Показано хорошее согласие полученных результатов с численным анализом конструкции в квазистатическом приближении.

Как известно, фазовращатели являются важнейшими элементами фазированных антенных решеток и других радиотехнических устройств. В [1] была предложена и позже исследована [2] резонансная конструкция микрополоскового электрически управляемого жидкокристаллического фазовращателя. Такой фазовращатель фактически представляет собой микрополосковый фильтр, в качестве подложки в котором используется жидкий кристалл (ЖК). Благодаря наличию анизотропии диэлектрической проницаемости у ЖК в такой конструкции появляется возможность управления фазой электромагнитных СВЧ колебаний путем изменения напряжения, прикладываемого между микрополосковыми проводниками и экраном. При этом размеры резонансной конструкции получаются меньшими, чем у фазовращателя с той же величиной управляемого фазового сдвига, но выполненного в виде микрополосковой линии передачи на подложке из ЖК. Фазовращатель резонансной конструкции может иметь центральную частоту полосы пропускания от единиц до десятков, и, теоретически, до сотен гигагерц, так как анизотропия ЖК сохраняется и в оптическом диапазоне частот. Собственная добротность ЖК сравнительно высока, а максимальное управляющее напряжение, необходимое для полной переориентации молекул, составляет несколько десятков вольт. Это выгодно отличает фазовращатели на основе ЖК от фазовращателей на основе полупроводников, имеющих большие потери в миллиметровом диапазоне, а также сегнетоэлектриков, требующих больших управляющих напряжений.

Как показали проведенные ранее исследования, в резонансной конструкции фазовращателя максимальная величина управляемого фазового сдвига, в первую очередь, зависит от следующих параметров: относительной ширины полосы пропускания устройства, анизотропии диэлектрической проницаемости ЖК и количества резонаторов. Однако систематических исследований резонансной конструкции не проводилось. Целью настоящей

работы является исследование величины управляемого фазового сдвига в резонансном фазовращателе в зависимости от его конструктивных и электрических параметров.

Введем следующие обозначения: величины управляемого фазового сдвига – $\Delta\varphi$, количества резонаторов фазовращателя – n, ширины полосы рабочих частот фазовращателя – δf, ширины полосы пропускания фильтра – Δf, анизотропии диэлектрической проницаемости ЖК – $\Delta\varepsilon$.

Прежде всего, получим выражение, связывающее относительную ширину полосы пропускания фильтра $\Delta f / f_0$ с относительной шириной полосы рабочих частот устройства $\delta f / f_0$. Предположим, что при среднем значении диэлектрической проницаемости ЖК (обозначим ее как ε) устройство имеет центральную частоту полосы пропускания f_0 и абсолютную ширину полосы пропускания по уровню –3 дБ Δf (рис. 1, *а*). Тогда при изменении диэлектрической проницаемости ЖК под действием управляющего напряжения будет происходить сдвиг полосы пропускания, однако при этом существует область рабочих частот устройства δf, в пределах которой прямые потери прошедшего сигнала остаются минимальными и почти постоянными, в то время как фаза пошедшего сигнала существенно изменяется (рис. 1, *б*).

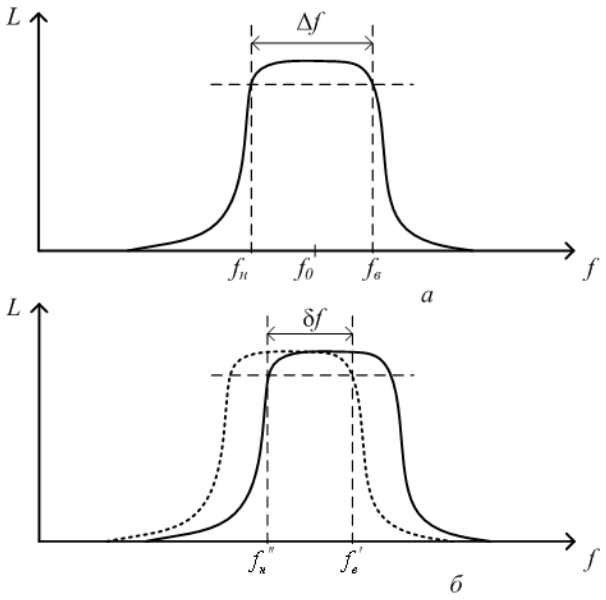


Рис. 1. АЧХ устройства: *а* – при среднем значении диэлектрической проницаемости ЖК; *б* – предельных значениях ε

При увеличении диэлектрической проницаемости до значения $\varepsilon_1 = \varepsilon + \Delta\varepsilon/2$ центральная частота полосы пропускания станет равной $f_0' = f_0 \dfrac{\sqrt{\varepsilon}}{\sqrt{\varepsilon_1}}$, а верхняя и нижняя частоты полосы пропускания $f_в'$ и $f_н'$, соответственно. При уменьшении диэлектрической проницаемости до $\varepsilon_2 = \varepsilon - \Delta\varepsilon/2$ центральная частота станет равной $f_0'' = f_0 \dfrac{\sqrt{\varepsilon}}{\sqrt{\varepsilon_2}}$, а верхняя и нижняя граничные частоты $f_в''$ и $f_н''$ (рис. 1, *б*). Следует отметить, что при перестройке, из-за изменения коэффициентов связи между резонаторами, ширина полосы пропускания устройства изменяется, однако это изменение мало (порядка нескольких процентов), и им можно пренебречь.

Запишем выражение для ширины полосы рабочих частот фазовращателя

$$\delta f = f_в' - f_н'' = \left(f_0' + \frac{\Delta f}{2} \right) - \left(f_0'' - \frac{\Delta f}{2} \right) = f_0' - f_0'' + \Delta f \,. \qquad 1)$$

Подставляя выражения для f_0' и f_0'', получим

$$\delta f = f_0 \frac{\sqrt{\varepsilon}}{\sqrt{\varepsilon_1}} - f_0 \frac{\sqrt{\varepsilon}}{\sqrt{\varepsilon_2}} + \Delta f \,. \qquad (2)$$

Разделив на f_0, перейдем к относительным величинам

$$\delta f / f_0 = \frac{\sqrt{\varepsilon}}{\sqrt{\varepsilon_1}} - \frac{\sqrt{\varepsilon}}{\sqrt{\varepsilon_2}} + \Delta f / f_0 \,. \qquad (3)$$

Данная формула позволяет при известной анизотропии ЖК и заданной относительной полосе рабочих частот фазовращателя $\delta f / f_0$ найти необходимую относительную ширину полосы пропускания устройства как фильтра $\Delta f / f_0$.

Будем считать, что в полосе пропускания Δf устройства фаза изменяется линейно (что в первом приближении верно для оптимально настроенной конструкции) на величину Ф (рис. 2). Тогда зависимость фазы от частоты будет в общем случае описываться формулой $\varphi(f) = k(f - f_0) + d\varphi$, где f_0 и $d\varphi$ – константы, а k – коэффициент, причем $k = \dfrac{\Phi}{\Delta f}$.

При изменении центральной частоты от f_0'' до f_0' разность фаз в рабочей полосе частот составит $\Delta\varphi = k(f_0'' - f_0')$. Подставляя выражения для k, f_0'' и f_0', получим:

$$\Delta\varphi = \frac{\Phi}{\Delta f / f_0} \left(\frac{\sqrt{\varepsilon}}{\sqrt{\varepsilon_2}} - \frac{\sqrt{\varepsilon}}{\sqrt{\varepsilon_1}} \right). \qquad (4)$$

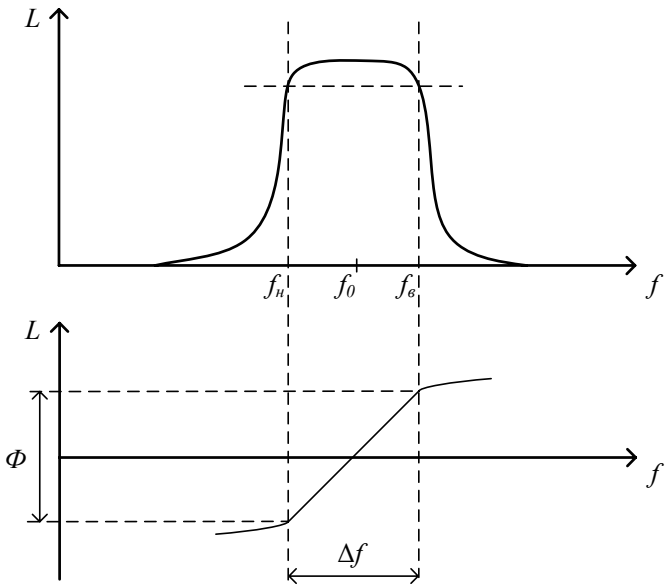


Рис. 2. Изменение фазы в полосе пропускания

Выражая $\Delta f / f_0$ через $\delta f / f_0$ с помощью уравнения (3), и подставляя это значение в (4), получим

$$\Delta\varphi = \frac{\Phi}{\delta f / f_0 - \left(\frac{\sqrt{\varepsilon}}{\sqrt{\varepsilon_1}} - \frac{\sqrt{\varepsilon}}{\sqrt{\varepsilon_2}} \right)} \left(\frac{\sqrt{\varepsilon}}{\sqrt{\varepsilon_2}} - \frac{\sqrt{\varepsilon}}{\sqrt{\varepsilon_1}} \right). \quad (5)$$

Введя обозначение $\delta\varepsilon = \frac{\sqrt{\varepsilon}}{\sqrt{\varepsilon_2}} - \frac{\sqrt{\varepsilon}}{\sqrt{\varepsilon_1}}$, и подставляя значения для ε_2 и ε_1, получим

$$\delta\varepsilon = \frac{\sqrt{\varepsilon}}{\sqrt{\varepsilon - \Delta\varepsilon/2}} - \frac{\sqrt{\varepsilon}}{\sqrt{\varepsilon + \Delta\varepsilon/2}}. \quad (6)$$

Причем, следует учитывать, что ε и Δε – это среднее значение и анизотропия эффективной диэлектрической проницаемости ЖК.

Подставляя (6) в (5) окончательно получаем

$$\Delta\varphi = \frac{\Phi}{\frac{\delta f / f_0}{\delta\varepsilon} + 1}. \quad (7)$$

Величину изменения фазы Φ в полосе пропускания устройства Δ*f* при числе резонаторов $n > 1$ можно представить в виде $\Phi(n) = 0{,}7 \times (n - 1) \times 180^{\circ}$. Данная формула получена эмпирическим путем из анализа ФЧХ ряда фильтров с различным количеством звеньев, рассчитанных в квазистатическом приближении.

Таким образом, полученная формула (7) описывает зависимость величины фазового сдвига в рабочей полосе частот от количества резонаторов фазовращателя, относительной ширины полосы рабочих частот и величины анизотропии диэлектрической проницаемости ЖК.

Для проверки полученных результатов были рассчитаны графики зависимостей величины управляемого фазового сдвига от относительной ширины полосы рабочих частот резонансного фазовращателя. Кривые рассчитаны в квазистатическом приближении для конструкций на основе структуры фотонного кристалла [1] в программе Microwave Office и по полученной формуле (7) (рис. 3). Расчет проводился с количеством резонаторов 5 и 9, при анизотропии диэлектрической проницаемости ЖК 0,4, и среднем значении диэлектрической проницаемости 3.

Кривые, рассчитанные в квазистатическом приближении, состоят из двух участков. Это связано с тем, что относительная ширина первой полосы пропускания фазовращателя на основе структуры фотонного кристалла для реализуемых на практике ширин полосковых проводников не может быть менее 25 %. Поэтому полосы пропускания от 7 до 25 % получены на частотах второй полосы пропускания. Как видно, кривые, рассчитанные по полученной формуле (7) и рассчитанные в квазистатическом приближении, находятся в хорошем соответствии друг с другом. Расхождение составляет около 5 % для относительных ширин рабочей полосы частот 10–50 %, что позволяет сделать вывод об адекватности использованных в работе приближений.

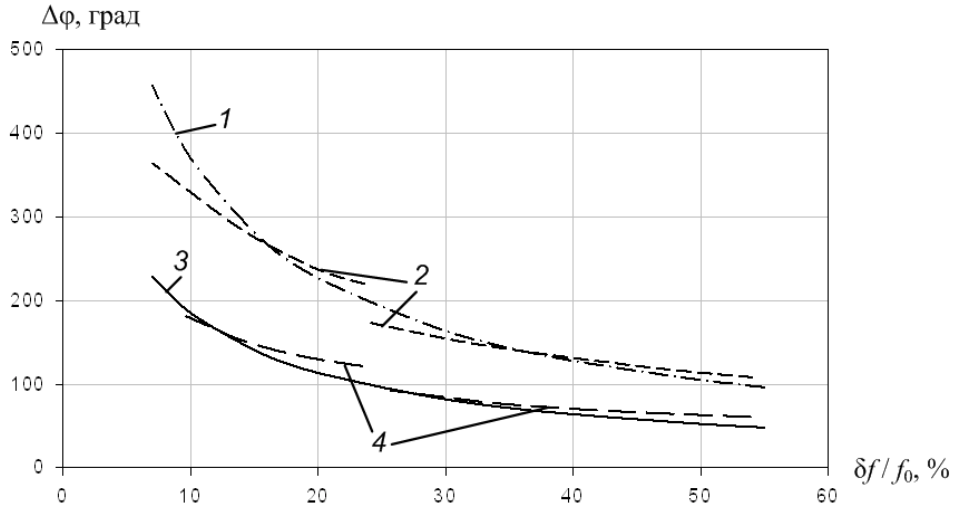


Рис. 3. Зависимость величины управляемого фазового сдвига от относительной ширины полосы рабочих частот 9-звенного фазовращателя: *1* – расчет по формуле (7); *2* – расчет в Microwave Office; 5-звенного фазовращателя: *3* – расчет по формуле (7); *4* – расчет в Microwave Office

Таким образом, получено выражение, позволяющее оценить величину управляемого фазового сдвига, которую можно получить при заданных числе резонаторов управляемого фазовращателя, ширине полосы его рабочих частот и известной анизотропии диэлектрической проницаемости используемого жидкого кристалла.

Работа проведена в рамках реализации ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы (шифр конкурса НК-505).

Список литературы

1. Пат. России № 2257648. БИ № 21. Управляемый фазовращатель / Б. А. Беляев, А. С. Волошин, А. А. Лексиков, В. Ф. Шабанов. – 2005.

2. Лемберг, К. В. Электрически управляемый микрополосковый жидкокристаллический фазовращатель / К. В. Лемберг, А. М. Сержантов // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. ст. – Красноярск : ИПК СФУ, 2009. – С. 111–114.

МОДЕЛЬ СФЕРИЧЕСКОЙ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА, ПРЕДСТАВЛЯЮЩАЯ СОБОЙ НАБОР ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ СЛОЕВ ПЕРЕМЕННОЙ ТОЛЩИНЫ ИЗ МАТЕРИАЛА С ПОСТОЯННОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТЬЮ

Р. О. Рязанцев, М. И. Сугак*, Ю. П. Саломатов (научные руководители)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
**Факультет Радиотехники и Телекоммуникаций СПбГЭТУ ЛЭТИ*
197376, Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, 5
E-mail: rrzero@mail.ru

Линза Люнеберга представляет собой диэлектрическую сферу с коэффициентом преломления, зависящим от радиуса по следующему закону [1]:

$$n(r) = \sqrt{2 - \left(\frac{r}{a}\right)^2}\,, \qquad (1)$$

где *a* – радиус сферы; *r* – расстояние от центра линзы.

Такая сфера фокусирует падающий на нее параллельный пучок лучей в точку на поверхности (рис. 1). Линза Люнеберга позволяет осуществлять сканирование ДН в телесном угле 4π. Сканирование в сферической линзе обычно осуществляется переключением облучателей, расположенных на ее поверхности. Таким образом, линза Люнеберга является идеальным устройством для широкоугольного неискаженного сканирования. Этим и объясняется большой интерес, который проявляется к линзам данного типа.

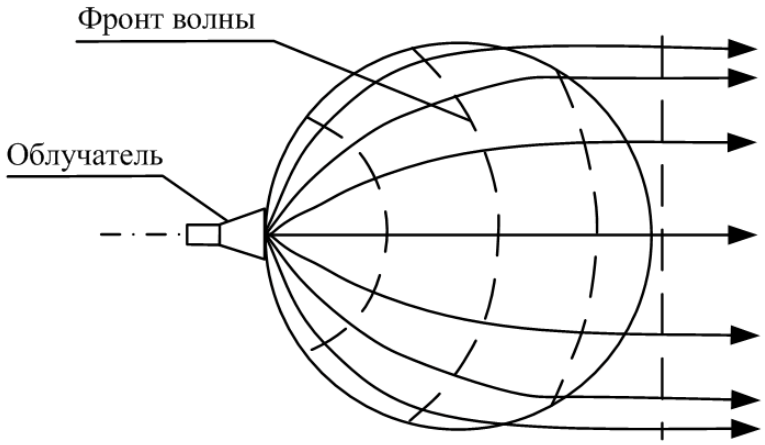


Рис. 1. Линза Люнеберга

Изготовление подобной линзы, представляющей собой шар из диэлектрика с переменным *n* наталкивается на серьезные трудности. В работе предлагается к рассмотрению модель сферической линзы Люнеберга, представляющая собой набор цилиндрических слоев переменной толщины из материала с постоянной диэлектрической проницаемостью. На рис. 2 приведен вид модели в разрезе.

Модель состоит из 15 слоёв диэлектрика вдоль радиуса по вертикали и 15 дискретов толщины слоя вдоль радиуса по горизонтали для слоя с максимальным диаметром. Для других слоёв, в зависимости от их размера, количество дискретов по горизонтали уменьшается. Вертикальному и горизонтальному направлениям соответствуют направления осей *y* и *z* на рис. 2. Вариация толщины слоя диэлектрика имитирует изменение *n* вдоль радиуса линзы. Соответственно, предварительно, в ячейке флоке была исследована зависимость фазы прошедшей волны от толщины материала в слое фиксированных размеров, которая затем была пересчитана в зависимость эффективного *n* от толщины материала в слое и использовалась для построения модели. Для исследований был использован материал с ε = 2, также возможно использование материала и с большим значением ε. Моделирование производилось в программном пакете CST Microwave Studio. Построение модели осуществлялось посредством выполнения макроса в среде вышеуказанного программного пакета.

Расчетный рабочий частотный диапазон антенны: 4–8 ГГц. Диаметр линзы составляет 600мм, возбуждение производится открытым концом прямоугольного волновода, размер сечения которого – 20*40 мм. КНД на частоте 6 ГГц – 29,8 дБ. ДН модели для частоты 6 ГГц представлены на рисунке 3 и 4. Уровень боковых лепестков на частоте 6 ГГц в плоскости E составляет –14,2 дБ, в плоскости H –23,1 дБ.

Было произведено исследование характеристик данной модели линзы Люнеберга в зависимости от угла облучения в плоскости, соответствующей плоскости сечения модели на рис. 2. Исследование характеристик в ортогональной плоскости не имеет смысла, т. к. при изменении угла облучения в таком случае условия прохождения электромагнитной волны не изменяются.

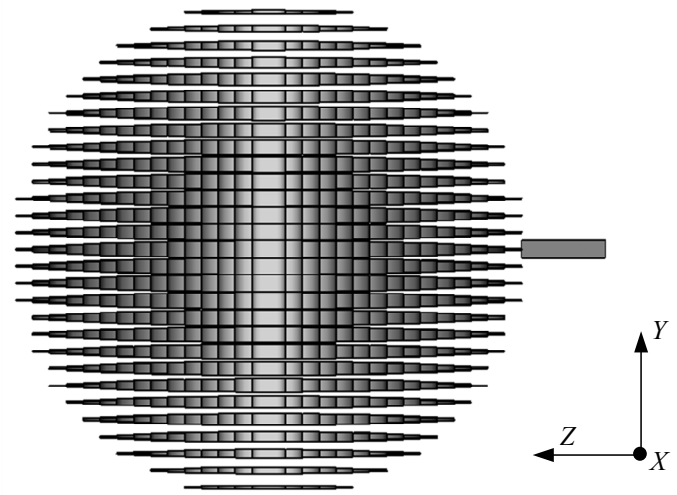


Рис. 2. Модель линзы Люнеберга из слоев диэлектрика переменной толщины в разрезе

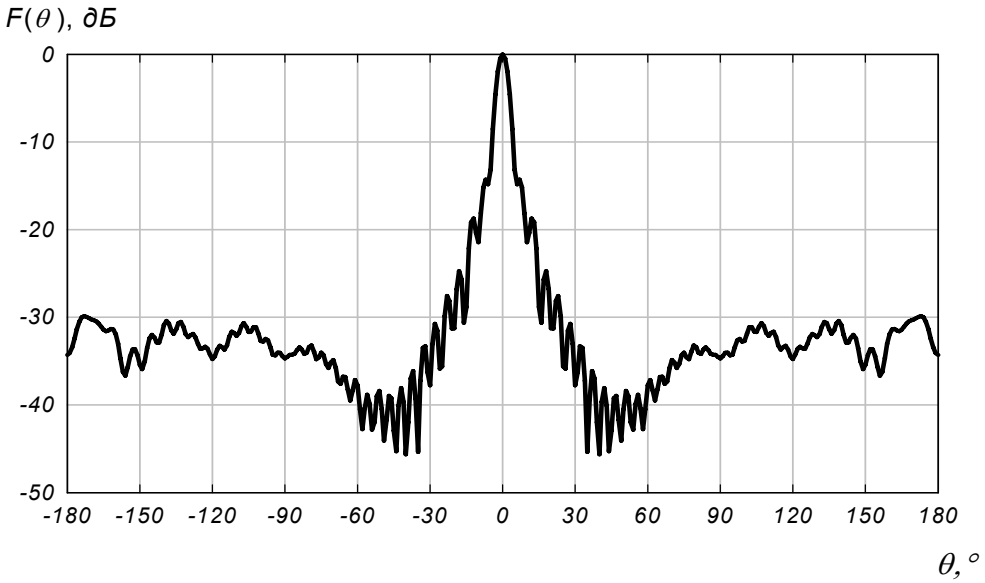


Рис. 3. ДН в плоскости E

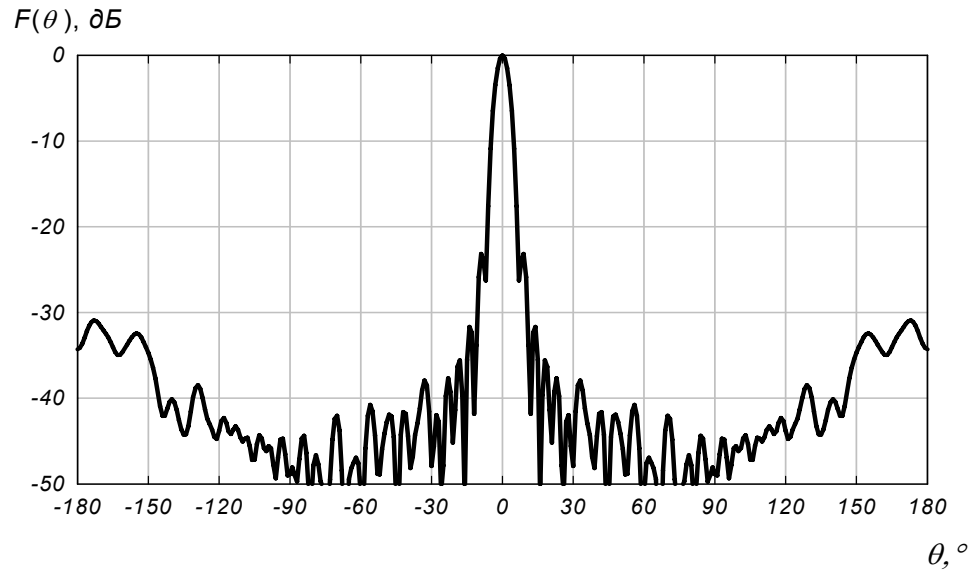


Рис. 4. ДН в плоскости H

Угол облучения линзы менялся от 0 до 40°. На рис. 5 представлена зависимость КНД антенны от частоты для различных углов облучения. На рис. 6 представлена зависимость максимального УБЛ из диапазона 4–8 ГГц в плоскости Е (совпадает с плоскостью сканирования) от угла облучения. В плоскости Н УБЛ значительно ниже и меняется мало.

Более подробно исследован угловой промежуток облучения от 0 до 16° с шагом в 4°. Такой угловой шаг исследования обусловлен габаритами облучателя – волновода. Максимумы ДН представлены на рис. 7. Анализируя данный график, можно говорить о некотором смещении максимума ДН относительно угла облучения для каждого из случаев, кроме первоначального. В самом худшем варианте смещение составляет менее градуса. Заметно, что с увеличением угла облучения возрастает и отклонение ДН от необходимого значения. Перекрытие диаграмм направленности в данном случае составляет немногим менее 2 дБ, что, возможно, задаст некоторую возможность регулировки углового направления максимумов ДН и, таким образом, возможность нивелирования отклонения максимумов ДН для различных положений облучателя.

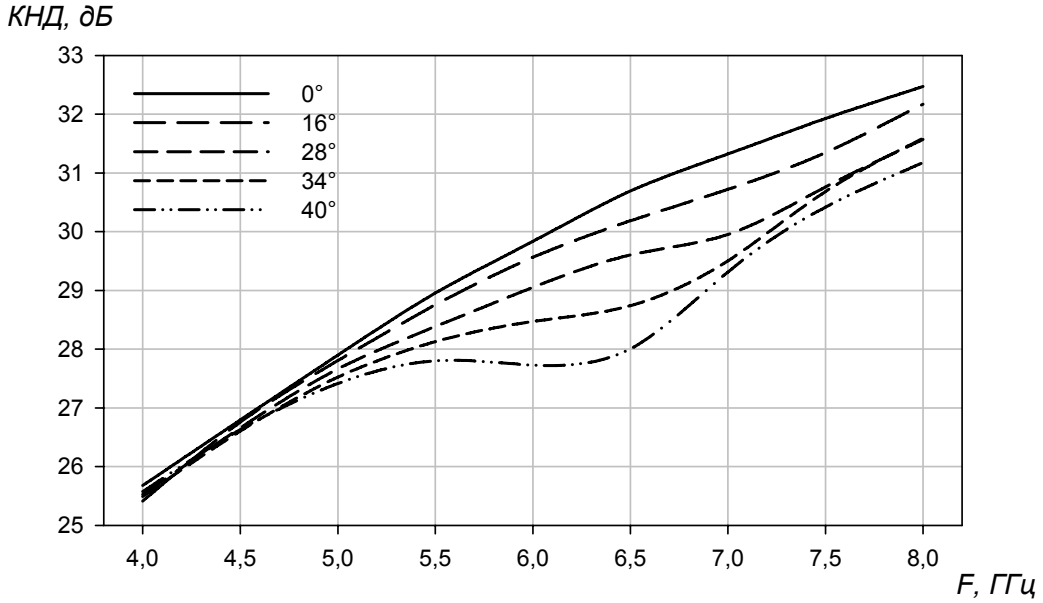


Рис. 5. Частотные зависимости КНД для различных угловых положений облучателя

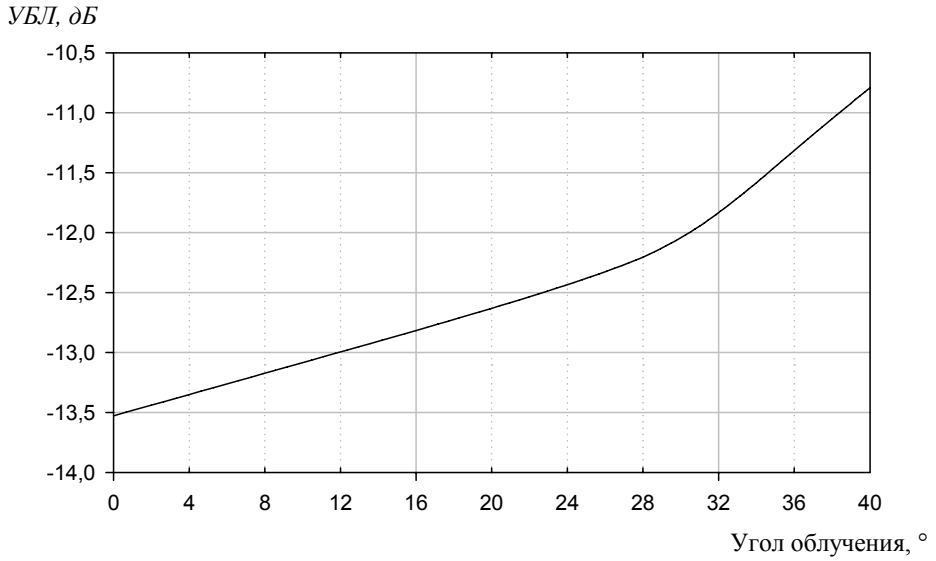


Рис. 6. Частотная зависимость УБЛ в плоскости Е от угла облучения линзы

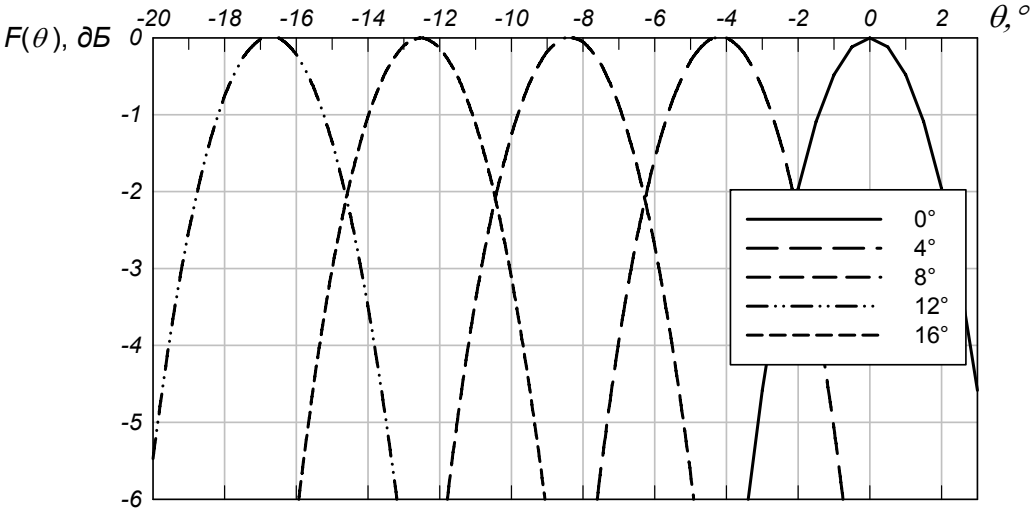


Рис. 7. Совокупность ДН в декартовых координатах, плоскость E

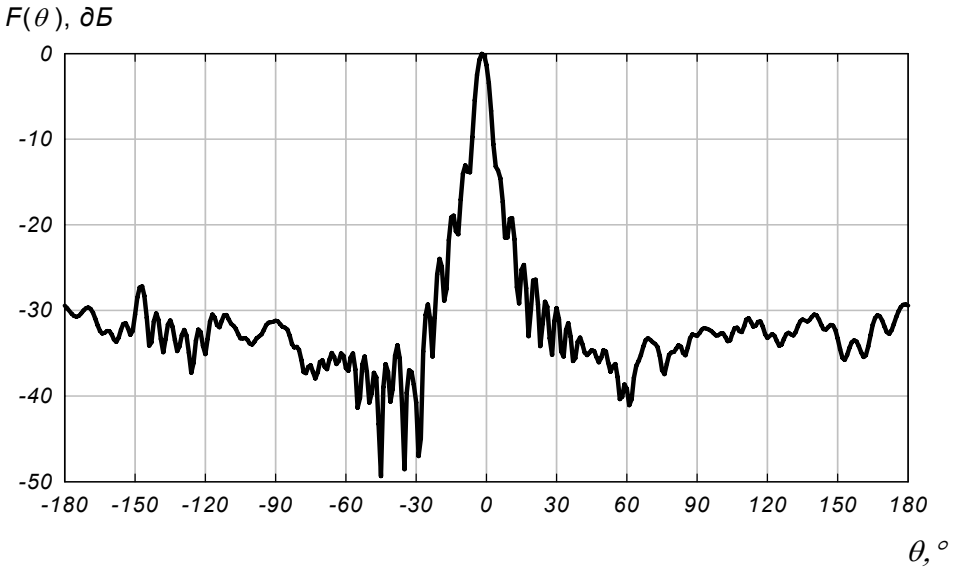


Рис. 8. ДН линзы Люнеберга для случая отклонения облучателя в 16° в плоскости E

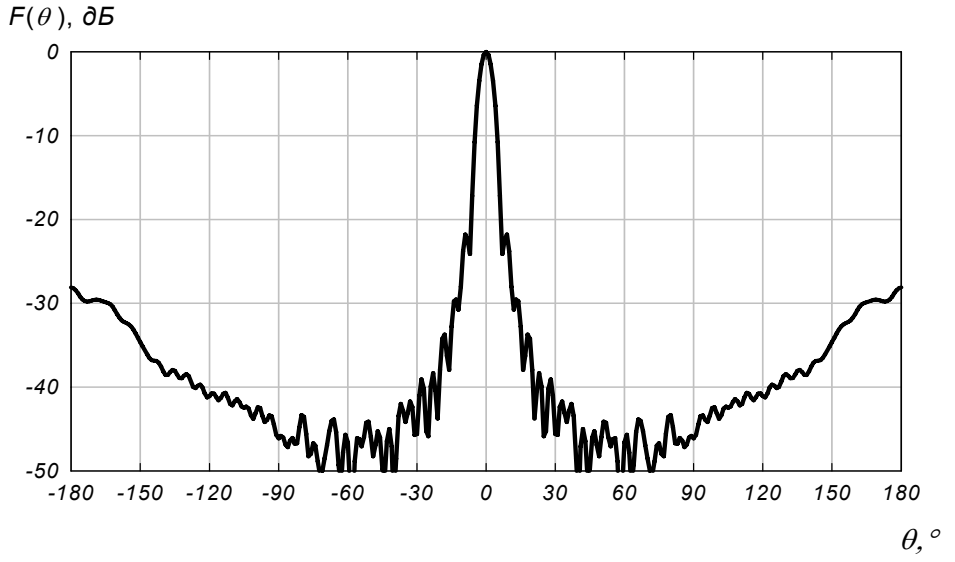


Рис. 9. ДН линзы Люнеберга для случая отклонения облучателя в 16° в плоскости H

На рис. 8 и 9 представлены ДН для отклонения облучателя в 16° в различных плоскостях. Как видно из графиков, существенных деградационных изменений практически не наблюдается.

Таким образом: данная модель линзы Люнеберга может быть использована в составе сканирующих антенных систем, при условии учета ограничений на угол сканирования, обусловленных допустимым падением КНД и ухудшением УБЛ антенны, когда речь идет о плоскости сканирования, перпендикулярной плоскостям расположения колец из диэлектрического материала. В плоскости расположения колец из диэлектрического материала ограничений на угол сканирования нет.

Список литературы

1. Зелкин, Е. Г. Линзовые антенны / Е. Г. Зелкин, Р. А. Петрова. – М. : Сов. радио, 1974. – 280 с.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МПА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ ЧСП

Е. Р. Гафаров, Ю. П. Саломатов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского 26
E-mail: slazen@mail.ru

Исследованы макеты микрополосковых антенн для спутниковой радионавигации диапазона L1 с использованием ЧСП и гофрированного фланца. Приведены соответствующие результаты макетирования для обеих структур. Показаны преимущества, недостатки и возможность замены фланца на структуру ЧСП.

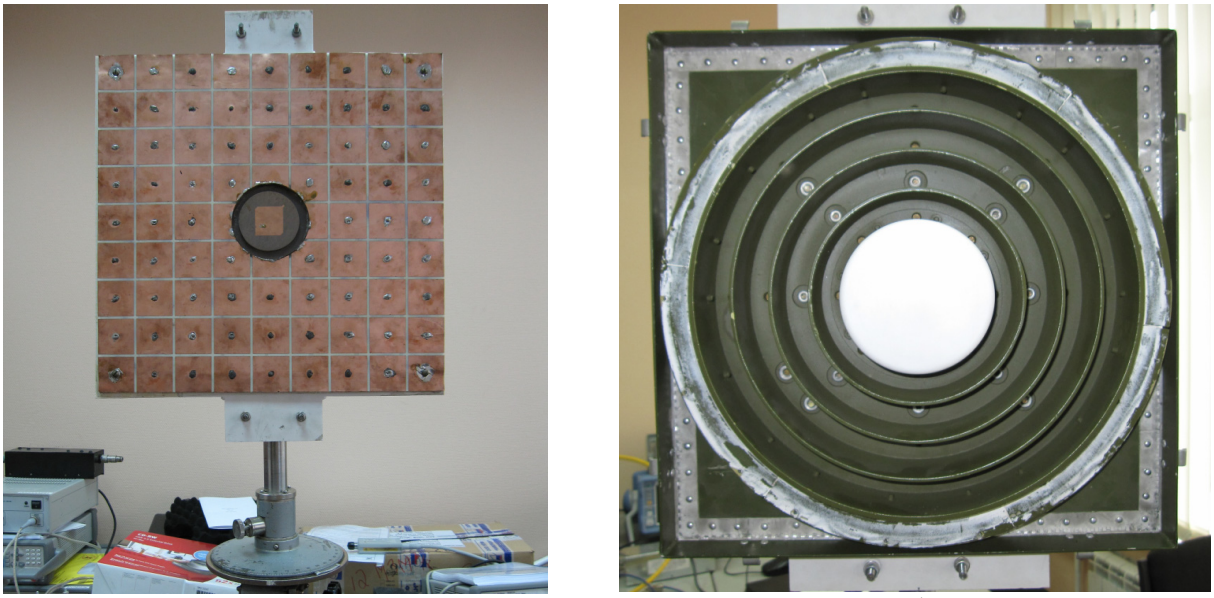
Одним из важных направлений технологии частотно селективных поверхностей (ЧСП) является технология построения структур с повышенным поверхностным сопротивлением в определенной частотной области. Устройство, построенное по данной технологии, позволяет подавить излучение в некоторых направлениях от антенны, увеличить коэффициент усиления и скорректировать форму диаграммы направленности (ДН), сделав ее более «гладкой». Для уменьшения эффекта многолучевой интерференции обычно используется гофрированный фланец. Устройство на основе ЧСП имеет ряд преимуществ, например, малый вес, дешевизна изготовления, низкий профиль антенны и самой структуры ЧСП подложки [1]. В работе [2] рассматривается вариант замены классического гофрированного фланца на более удобный в производстве и использовании аналог на основе технологии грибоподобных ЧСП для антенны ГЛОНАСС диапазона L1 на основе компьютерного моделирования.

Для обоснования расчетных характеристик антенн был построен макет МПА с ЧСП. В качестве подложки МПА использовался материал ФЛАН-7.2. Образец материала ФЛАН, размером 20x20x2 мм, был исследован на анализаторе материалов и импеданса Agilent E4991A RF с точностью ± 0,8 %. Согласно результатам исследования, образец имел стабильные диэлектрическую проницаемость $\varepsilon = 7{,}1$ и тангенс диэлектрических потерь $\mathrm{tg}\delta = 1 \cdot 10^{-3}$ в диапазоне частот 0,5–1 ГГц. Эти значения были взяты для макетирования излучателя. Подложка состояла из 3-х слоев двухмиллиметрового диэлектрика, общей высотой в 6 мм, слои склеивались сплошным тонким слоем клея. Исходя из того, что слои диэлектрика были склеены между собой, общая диэлектрическая проницаемость подложки уменьшилась и, как следствие, резонансная частота излучателя сместилась вверх и дос-

тигла отметки 1670 МГц. Для решения этой проблемы резонатор был отмасштабирован на нужную рабочую частоту 1575 МГц. Питание на излучатель подавалось коаксиальным кабелем, центральная жила которого подходила к резонатору через отверстие в экране и подложке.

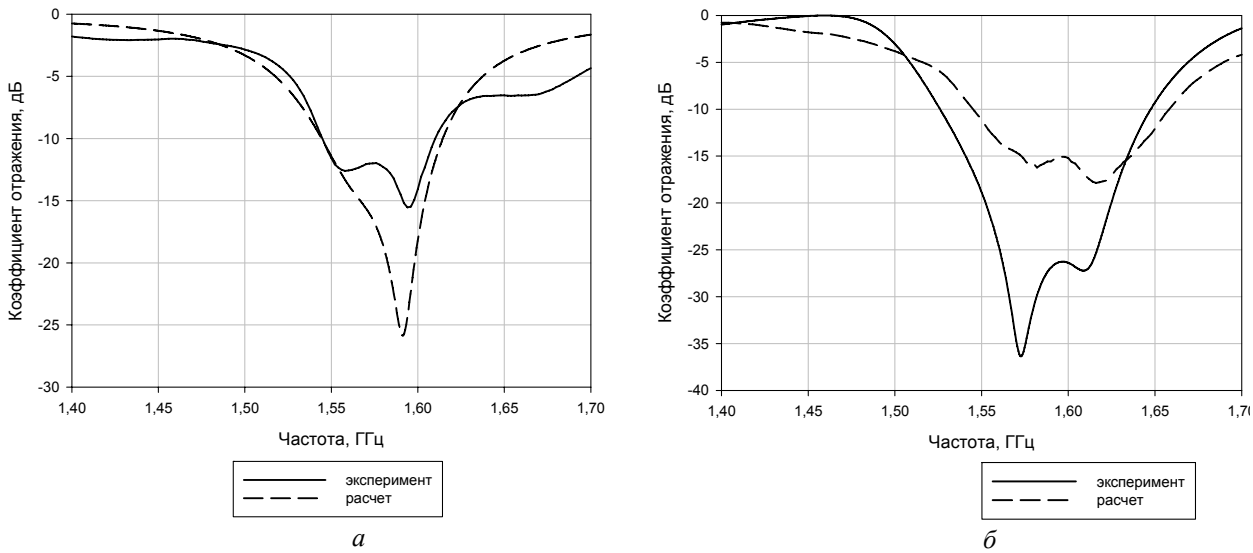
Для построения ЧСП был использован материал лавсан. Соединительные стержни ЧСП выполнялись в виде медной проволоки диаметром 1,5 мм. Для того чтобы установить крепления и сделать конструкцию более жесткой, для дальнейшего проведения измерений, подложка ЧСП с МПА была зафиксирована на пластике, толщиной 5 мм. Фотография макета МПА с ЧСП показана на рис. 1, *а*. Для измерения МПА с гофрированным фланцем, была использована серийно выпускаемая МПА с фланцем, фотография которой приведена на рис. 1, *б*.

Ниже приведены экспериментальные характеристики макетов и сравнение их с расчетными характеристиками (рис. 2–4).



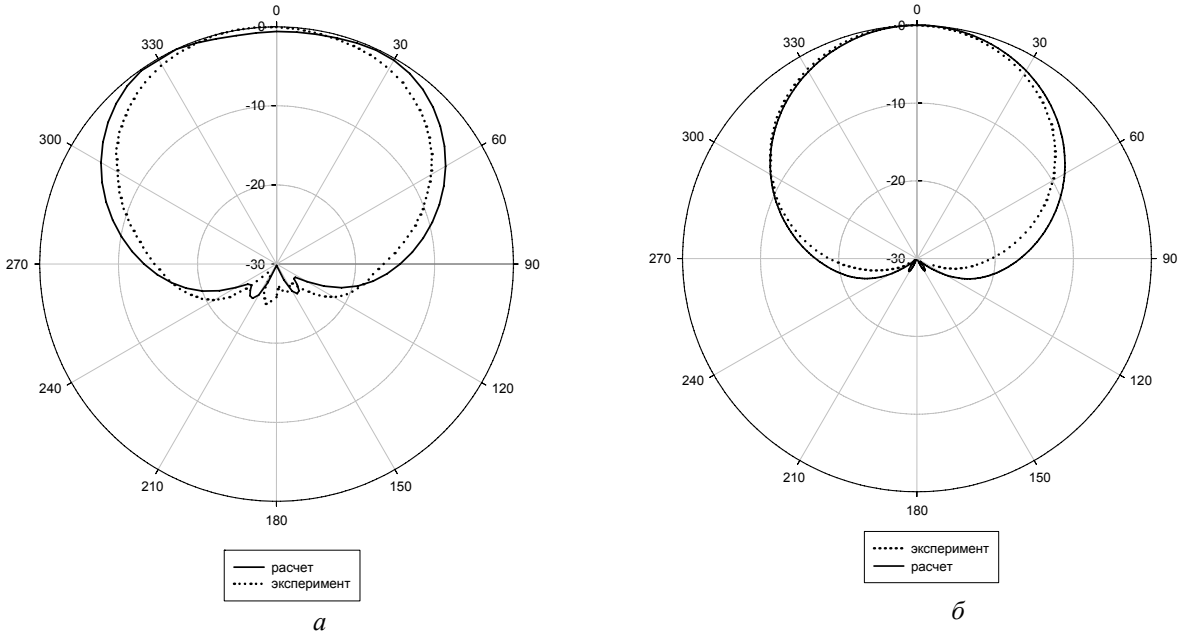
а *б*

Рис. 1. Фотографии макета МПА: *а* – с ЧСП; *б* – с гофрированным фланцем



а *б*

Рис. 2. Коэффициент отражения МПА: *а* – с ЧСП: *б* – МПА с фланцем



а *б*

Рис. 3. ДН: *а* – МПА с ЧСП; *б* – МПА с фланцем на частоте 1575 МГц

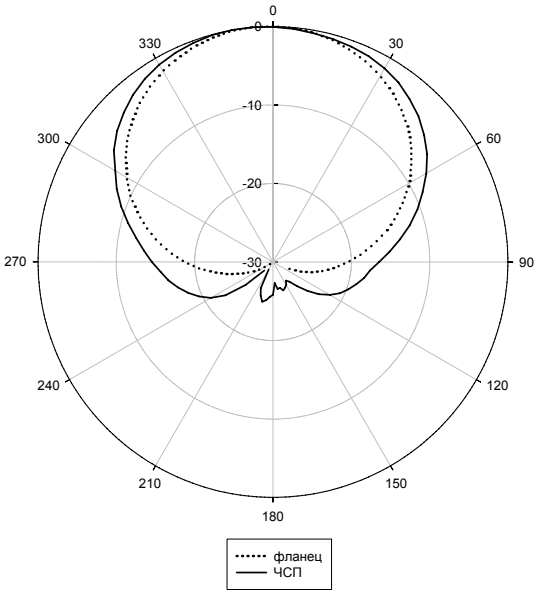


Рис. 4. Экспериментальные ДН МПА с ЧСП и фланцем на частоте 1575 МГц

Согласно графикам, показанным на рис. 2, коэффициент отражения, полученный при измерении, фактически повторяет форму расчетного КСВ в полосе рабочих частот, но при различных значениях минимума. Однако полоса рабочих частот по уровню КСВ ≤ 2 практически совпадает, с незначительным уменьшением верхней границы полосы пропускания экспериментального графика, что обосновано погрешностью изготовления.

Согласно результатам на рис. 4, уровень излучения, в обратном от антенны направлении, у МПА с фланцем получился меньше на 3 дБ, МПА с ЧСП была изготовлена как первый опытный образец, с некоторыми погрешностями, без возможности усовершенствования технологии изготовления за фиксированный промежуток времени исследования. Тем не менее, МПА С ЧСП показывает неплохое подавление заднего лепестка –26 дБ на ДН. Так же МПА с ЧСП имеет более широкую ДН, что позволяет принимать сигнал с большим углом отклонения от опорного направления.

Список литературы

1. “High-Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band”, Dan Sievenpiper, *Member IEEE, Lijun Zhang, Romulo F. Jimenes Broas, Nicholas G. Alexopolus, Fellow IEEE.* // Transaction on microwave theory and techniques. Vol. 47, no. 11, November 1999.

2. Гафаров, Е. Р. Низкопрофильная ГЛОНАСС антенна с использованием технологии ЧСП / Е. Р. Гафаров, Ю. П. Саломатов // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. – Красноярск : ИПК СФУ, 2009. – С. 80–83.

РАСЧЕТ УРОВНЯ НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ВБЛИЗИ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНОГО ЦЕНТРА

Р. Ф. Козлов, В. С. Панько, Ю. П. Саломатов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: das_einhorn@mail.ru

Рассчитан уровень напряженности электромагнитного поля вблизи радиовещательного центра путем моделирования антенн в программном пакете NEC-Win Professional. Проведен анализ данных и построены цветовые карты, изображающие зоны с превышением уровня напряженности электромагнитного поля.

Как известно, электромагнитное поле высокой напряженности может оказывать негативное воздействие на организм человека. При строительстве новых объектов необходим контроль соблюдения предельно допустимых норм плотности потока мощности и уровня напряженности поля. На производстве и зонах жилой застройки эти нормы регламентируются нормативными документами [1].

В связи с постройкой новых зданий возник вопрос: не нарушаются ли предельно допустимые нормы по плотности потока мощности, либо напряженности электромагнитного поля в районе жилой застройки вблизи Красноярского радиопередающего центра (КРТПЦ) на проспекте Ботанический.

КРТПЦ предоставил данные по мощности излучателей антенного поля, чертежи излучателей со всеми размерами и карту расстановки антенн и зданий, построенных вблизи поля (рис. 1). Наиболее мощными излучателями являются антенны АМВП № 1, АМВП № 2 и РГД № 3. В дальнейшем при расчетах учитывалось излучение только этих трех антенн.

Так как все интересующие нас антенны, излучали в диапазоне ниже 30 МГц, то, согласно нормативным документам, исследуемым параметром, станет напряженность электромагнитного поля. Интенсивность электромагнитного излучения радиочастотного диапазона (ЭМИ РЧ) на территории жилой застройки не должна превышать значений, указанных в табл. [1].

Таблица

Предельно допустимые уровни ЭМИ РЧ для населения

№№ пп	Назначение помещения или территории	Диапазон частот		
		30–300 кГц	0,3–3 МГц	3–30 МГц
		Предельно допустимые уровни ЭМИ РЧ, В/м		
1	Территория жилой застройки	25,0	15,0	10,0

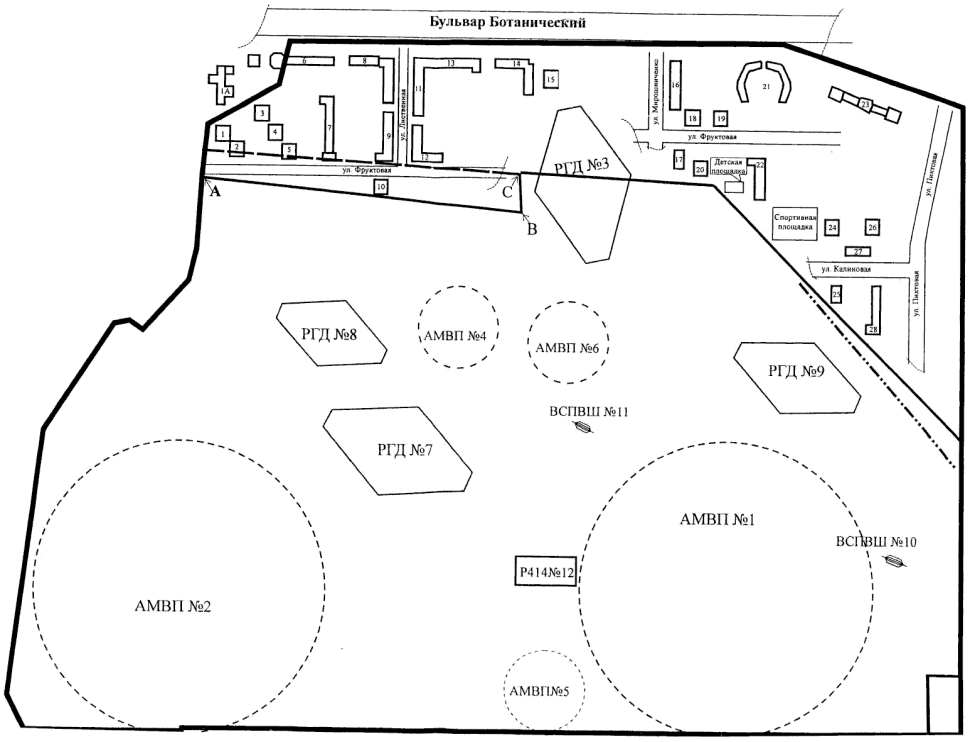


Рис. 1. Карта расположения объектов (антенн и зданий) в районе антенного поля

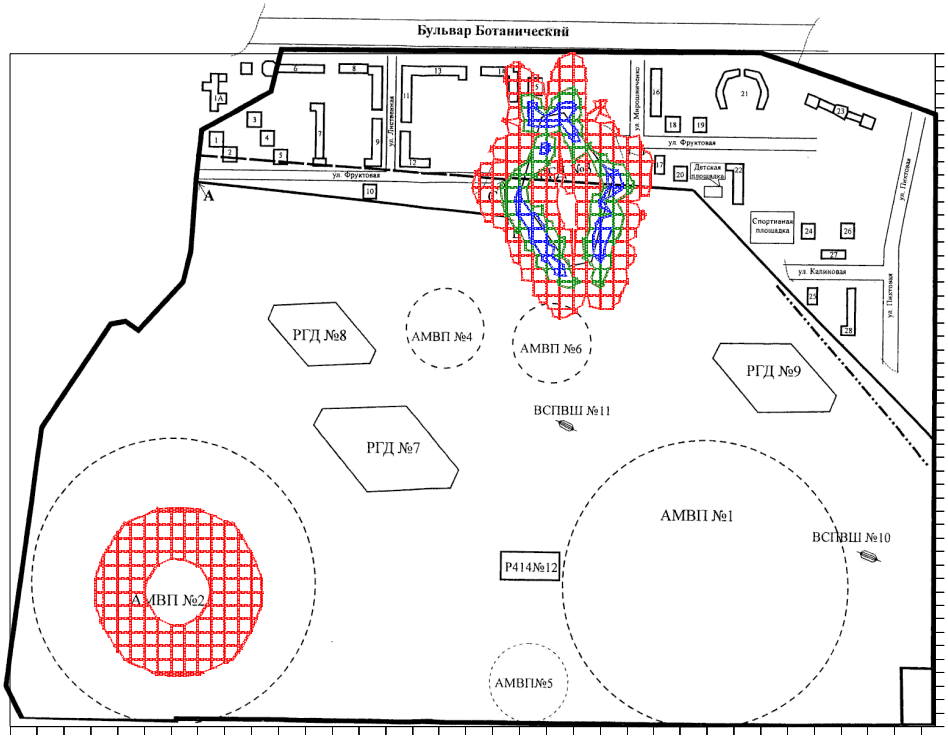


Рис. 2. Превышение допустимого уровня напряженности поля, раз. Высота над поверхностью земли 1,5 метра

При одновременном облучении от нескольких источников ЭМИ РЧ, для которых установлены разные предельно допустимые уровни, должны соблюдаться следующие условия:

$$\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{E_1}{E_{\text{ПДН1}}}\right)^2+\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{H_1}{H_{\text{ПДУ1}}}\right)^2+\sum_{i=1}^{n}\left(\text{ППЭ}_{\text{ПДУ1}}\right)<1,$$

где E_1 – напряженность электрического поля; H_1 – напряженность магнитного поля; $E_{ПДН1}$ – предельно допустимая норма напряженности электрического поля; $H_{ПДУ1}$ – предельно допустимый уровень напряженности магнитного поля, $ППЭ_{ПДУ1}$ – допустимый уровень плотности потока энергии.

Напряженность электрического поля (E) и напряженность магнитного поля (H) могут быть определены путем электродинамического моделирования в САПР. В пакете NEC-Win Professional [2] были построены модели антенн АМВП № 1, АМВП № 2 и РГД № 3. Для каждой из них рассчитано поле в рамках представленной картой территорией. Расчет производился при двух различных характеристиках подстилающей поверхности: городской земли (лучший случай) ε = 10; σ = 0.002 См/м [3] и влажной земли, имитирующей поверхность после дождя (худший случай) ε = 20; σ = 0,0303 См/м [3]. Как показали расчеты, наибольшие E и H проявляются во втором случае (влажная земля).

Для этих условий на основе полученных после расчета данных были построены цветовые карты, изображающие зоны превышения напряженности поля для разной высоты над землей (рис. 2, 3). Ниже приведены карты на минимальной и максимальной расчетных высотах над землей при худших её условиях. Между ними расчет дает примерно линейное изменение ЭМП. Заштрихованные области соответствуют зонам с превышением уровня напряженности ЭМП.

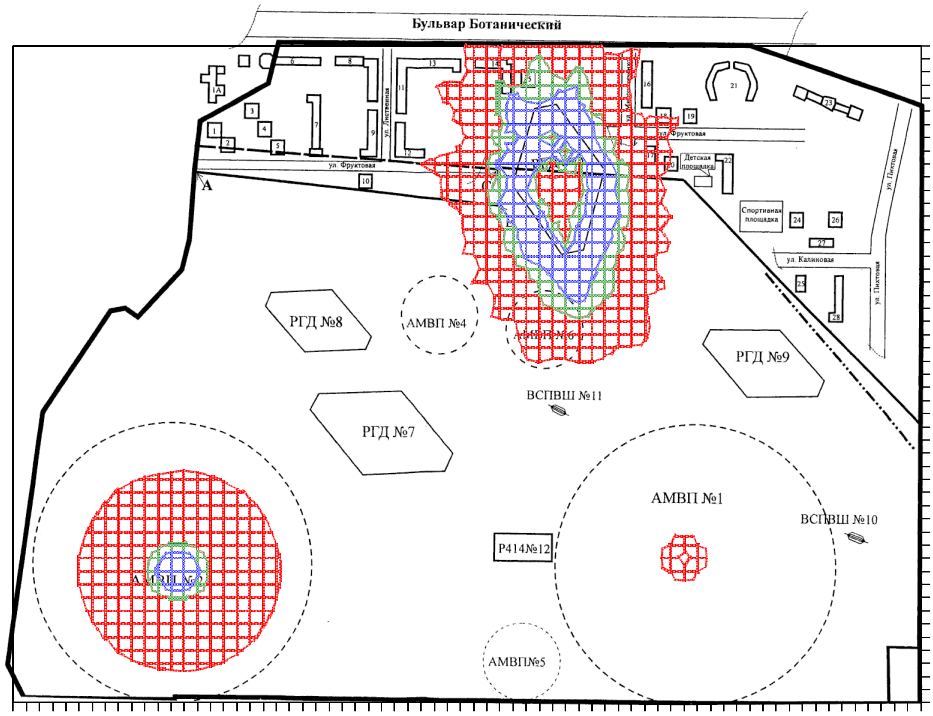


Рис. 3. Превышение допустимого уровня напряженности поля, раз.
Высота над поверхностью земли 30 метров

Анализ полученных данных показывает, что в районе жилой застройки имеет место превышение уровня предельно допустимых норм напряженности поля, регламентированных нормативным документом [1]. Следует отметить, что реальное значение напряженности поля существенным образом от режима работы антенн, состояния поверхности земли и погодных условий. В этом случае напряженность поля может уменьшиться и остаться в пределах нормы.

Список литературы

1. Санитарные правила и нормы. СанПиН 2.2.4/2.1.8.055.
2. Nec-Win Pro. User's Manual. Antenna Analysis Software, 1997.
3. Cebik L. B. Basic antenna modeling: A hand-on Tutorial. – Riverton, UT, USA, 1998.

Секция «УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ФОРМИРОВАНИЯ АКТИВНЫХ ПОМЕХ

А. А. Попов, А. В. Леньшин (научный руководитель)

Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж)
394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, д. 54 а
E-mail: artyukh@list.ru

Рассматриваются требования к основным характеристикам синтезаторов частот (СЧ) устройств формирования активных помех. Приводится вариант построения СЧ с улучшенными динамическими характеристиками за счет использования коммутации элементов астатического кольца автоподстройки. Анализируются переходные процессы в СЧ при переключении выходных частот.

Характерные особенности функционирования радиопередающих устройств формирования активных помех определяют совокупность противоречивых требований к СЧ радиопередающих устройств формирователей помех [1, 2]. С одной стороны, они должны обеспечивать наилучшие спектральные и модуляционные характеристики, необходимые для повышения эффективности подавления и повышения помехозащищенности каналов управления и связи, а с другой стороны – наилучшие динамические характеристики и характеристики по быстродействию [3].

СЧ являются одним из основных элементов возбудителей, определяющих частотный диапазон и динамику перестройки передатчиков станций помех. Для эффективного подавления современных и перспективных средств СЧ передатчиков формирователей помех должны обладать высоким быстродействием при достаточно низком уровне паразитных составляющих в спектре выходных сигналов [4, 5]. Проблема выбора наиболее рациональных способов построения СЧ, отвечающих требованиям по быстродействию, чистоте спектра выходного сигнала, технологичности, массогабаритным характеристикам и построенных на современной элементной базе в общем виде в настоящее время окончательно не решена. СЧ передатчиков помех должны обладать высоким быстродействием при достаточно низком уровне паразитных составляющих в спектре выходных сигналов и широком диапазоне рабочих частот [3]. Такими свойствами потенциально обладают синтезаторы частот с кольцом импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ).

В настоящее время подавляющее большинство современных СЧ строится на основе метода активного косвенного синтеза с использованием астатической системы ИФАПЧ. На рис. 1 представлены основные методы ИФАПЧ с использованием делителей частоты с дробно-переменным коэффициентом деления (ДДКПД). В качестве сравнивающего устройства в СЧ могут использоваться импульсно-фазовые детекторы: перемножающий [6], спусковой [5] и типа «выборка-запоминание» [3]. Однако наибольшее практическое применение получил частотно-фазовый детектор (ЧФД) с тремя устойчивыми состояниями и зарядовой накачкой [7].

К СЧ радиопередающих устройств КВ и УКВ диапазонов задаются одновременно жесткие нормы по быстродействию и подавлению побочных наряду с необходимостью передачи широкого спектра модулирующего воздействия и малыми уровнями частотных и нелинейных искажений [4]. В наибольшей степени им удовлетворяет применение в синтезаторе частот астатического кольца ИФАПЧ, близкого к оптимальному по быстродействию. Это объяснятся тем фактом, что при этом возможно наилучшее сочетание заданных модуляционных характеристик с динамическими и фильтрующими параметрами [6].

Адаптивный СЧ с коммутацией элементов астатического кольца ИФАПЧ можно использовать для формирования сетки стабильных частот с равномерным шагом в передающих устройствах формирования помех с малым временем перестройки в широком диапазоне рабочих частот. СЧ характеризуется простотой схемной реализации и обеспечивает достаточно высокие эксплуатационные параметры выходного сигнала [8].

Применение ЧФД совместно с блоком зарядовой накачки упрощает схему синтезатора, увеличивает ослабление паразитных гармоник частоты сравнения в спектре выходного сигнала и повышает качество автоподстройки управляемого напряжением генератора (ГУН). В СЧ подстройка частоты ГУН производится с точностью до фазы опорного генератора (ОГ), т. е. система автоподстройки частоты имеет астатизм по фазе [9].

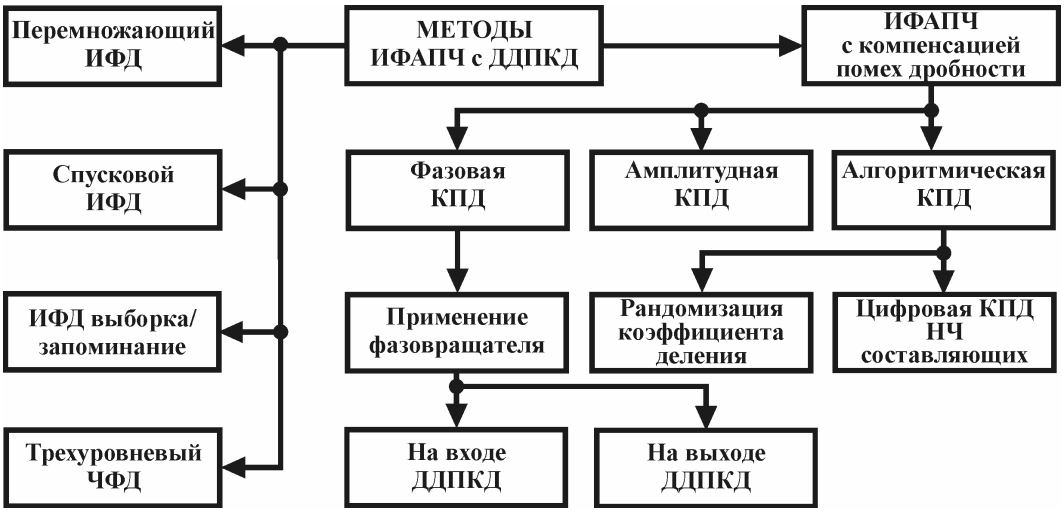


Рис. 1. Основные методы ИФАПЧ с ДДПКД

Функциональная схема синтезатора приведена на рис. 2, где введены следующие обозначения: ДПКД – делитель частоты с переменным коэффициентом деления; ДФКД – делитель частоты с фиксированным коэффициентом деления; БКЗН – блок коммутируемой зарядовой накачки; БОСФ – блок определения синхронизма по фазе; К – коммутатор.

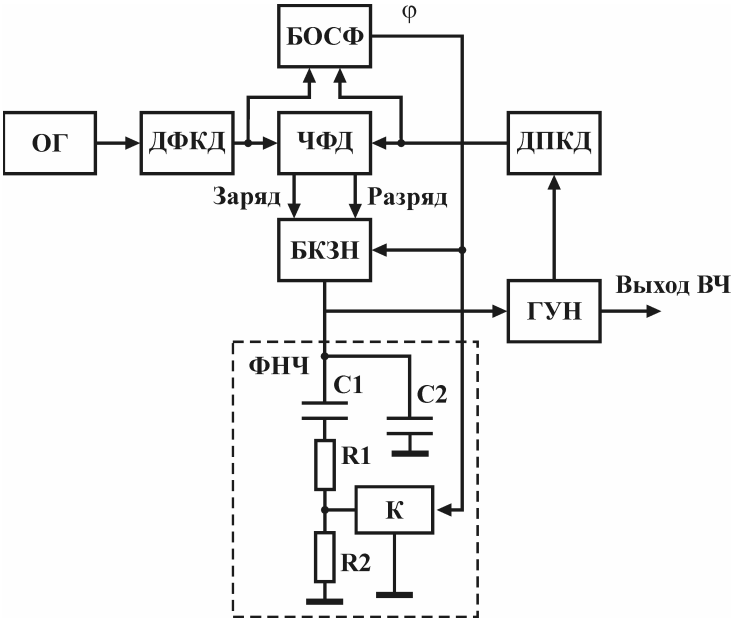


Рис. 2. Функциональная схема синтезатора частот

Сигнал опорной частоты с выхода ОГ подаётся на опорный вход ДФКД, где делится по частоте в нужное количество раз. При отклонении частоты выходного колебания ГУН от требуемого номинального значения ω_0, соответствующего режиму захвата по фазе, на выходах ЧФД появляются импульсные сигналы заряда или разряда, длительность которых равна разности времени прихода импульсов с ДПКД и ДФКД на входы ЧФД. При этом ЧФД, выполненный на триггерах, работает по принципу запоминания и хранения информации о поступлении входных сигналов, и на своих выходах формирует сигналы в форме трёх состояний цифровой логики (режим заряда, режим нейтрального состояния, режим разряда).

В случае совпадения по времени передних фронтов этих сравниваемых импульсных последовательностей ЧФД находится в режиме нейтрального состояния. Импульсы на выходах сигналов заряда и разряда отсутствуют. БКЗН 6 находится в пассивном нейтральном состоянии. Это состояние соответствует режиму захвата по фазе кольца фазовой автоподстройки, и на выходе БОСФ 7 появляется соответствующий сигнал «φ». Кольцо ИФАПЧ в зависимости от величины фазового рассогласования работает в режиме широкой полосы с увеличенным коэффициентом усиления для ускорения переходного процесса перестройки частоты, а при достижении синхронизма по фазе переводится в режим номинального значения полосы кольца и коэффициента усиления для достижения приемлемых статических параметров качества выходного сигнала СЧ.

На рис. 3 показаны результаты моделирования переходных процессов в синтезаторе при перестройке частоты, моделирование проводилось в среде Mathcad.

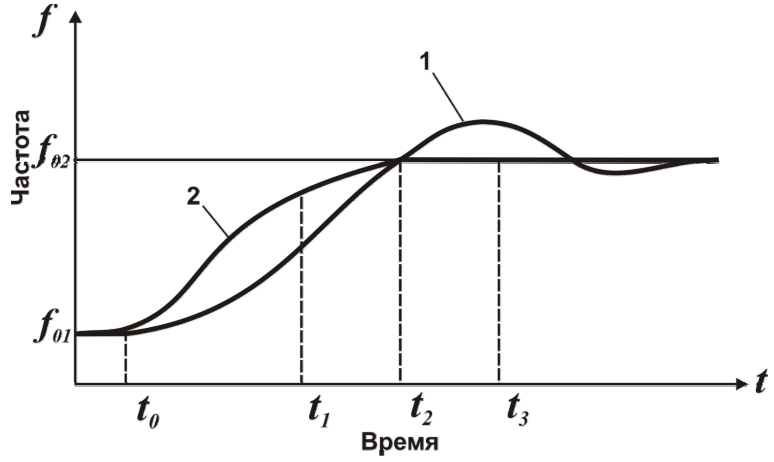


Рис. 3. График переходного процесса при перестройке частоты

Достигаемый технический результат – адаптивная стабилизация передаточной характеристики кольца ИФАПЧ СЧ, что позволяет оптимизировать его по заданному качеству динамических и спектральных характеристик во всем диапазоне колебаний, ускоряя процесс перестройки частоты. Вышеуказанный результат обеспечивается тем, что для реализации ускоренного режима работы системы в цепи управления ГУН используется ФНЧ с переменной структурой, при этом:

1. ФНЧ имеет широкую полосу пропускания, а кольцо автоподстройки выполняет слежение по частоте. До момента времени t_1 система ИФАПЧ работает в режиме частотной автоподстройки. В этом случае без лишних аппаратурных затрат реализуется ускоренная настройка ГУН.

2. С момента времени t_1 система ИФАПЧ становится астатической по фазе за счёт увеличения порядка ФНЧ. Полоса кольца при этом устанавливается ниже стартового значения, а увеличенное значение тока зарядовой накачки сохраняется. Переходный процесс с

момента t_1 до момента t_2 происходит с малым демпфированием. Уменьшение демпфирования реализуется шунтированием основного резистора R1 вспомогательным резистором R2.

3. В момент времени t_2 переходный процесс практически закончен, но для того, чтобы получить необходимые характеристики по шумам в статическом режиме, в СЧ производится оптимизация полосы кольца с помощью перехода на оптимальные значения первого тока зарядовой накачки и демпфирующего резистора R1. Промежуток времени между t_2 и t_3 зависит от точности установки новой частоты (например, ±100 Гц, ±1 кГц и т. д.). При достижении синхронизма по частоте производится обнуление счётчиков, входящих в состав ДПКД и ДФКД. Это позволяет избежать скачков по фазе на входе ЧФД при переключении в момент времени t_1, и тем самым избежать нежелательных колебательных режимов, замедляющих переходные процессы.

Широкодиапазонный СЧ с коммутацией элементов кольца ИФАПЧ с малым шагом перестройки обеспечивает выполнение следующих основных параметров: 1) уровень дискретных побочных спектральных составляющих в выходном сигнале: при отстройках от несущей частоты от 5 кГц до 50 кГц не хуже – 65 дБ, от 50 кГц до 5 % несущей частоты не хуже – 70 дБ, от 5 до 10 % не хуже – 75дБ, свыше 10 % не хуже – 80 дБ; 2) уровень шумов на выходе СЧ относительно уровня сигнала несущей частоты: при отстройках от несущей частоты в пределах до 3 % значения несущей частоты не хуже – 110 дБ/Гц, в пределах до 5 % значения несущей частоты не хуже – 120 дБ/Гц, в пределах до 10 % значения несущей частоты не хуже – 140 дБ/Гц; 3) в дискретном режиме время установки новой частоты в пределах диапазона составляет не более 50 мкс с момента поступления команды на установку новой рабочей частоты; 4) шаг установки частоты не более 1 кГц с точностью не хуже 10 Гц.

Переходной процесс при смене выходных частот существенно уменьшается за счёт изменения в определенные моменты времени структуры ФНЧ и параметров блока коммутируемой зарядовой накачки в течение переходного процесса. В результате достигается стабилизация передаточной характеристики кольца ИФАПЧ, что позволяет оптимизировать СЧ по заданному качеству динамических и спектральных характеристик во всем диапазоне частот синтезируемых колебаний, ускоряя процесс перестройки частоты.

Список литературы

1. Куприянов, А. И. Радиоэлектронные системы в информационном конфликте / А. И. Куприянов, А. В. Сахаров. – М. : Вузовская книга, 2003. – 528 с.

2. Перунов, Ю. М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Ю. М. Перунов, К. И. Фомичев, Л. М. Юдин ; под ред. Ю. М. Перунова. – М. : Радиотехника, 2008. – 416 с.

3. Тихомиров, Н. М. Формирование частотно-модулированных сигналов в синтезаторах с автоподстройкой частоты / Н. М. Тихомиров, С. К. Романов, А. В. Леньшин. – М. : Радио и связь, 2004. – 210 с.

4. Пространственные и вероятностно-временные характеристики эффективности станций ответных помех при подавлении систем радиосвязи / В. И. Борисов, В. М. Зинчук, А. Е. Лимарев и др. ; под ред. В. И. Борисова. – Воронеж : ОАО «Концерн «Созвездие», 2007. – 354 с.

5. Борисов, В. И. Помехозащищенность систем радиосвязи: основы теории и принципы реализации / В. И. Борисов. – М. : Наука, 2009. – 358 с.

6. Левин, В. А. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты / В. А. Левин, В. Н. Малиновский, С. К. Романов. – М. : Радио и связь, 1989. – 232 с.

7. Тихомиров, Н. М. Некоторые вопросы построения однопетлевых синтезаторов частот / Н. М. Тихомиров, А. В. Леньшин, М. Н. Тихомиров // Вестник ВИ МВД России. – Воронеж : 2004. – № 1 (16). – С. 153–158.

8. Патент РФ на изобретение № 2329596. Синтезатор частот с астатическим кольцом адаптивной частотно-фазовой автоподстройки / Н. М. Тихомиров // ФИПС, бюл. № 20, 2008.

9. Генерирование колебаний и формирование радиосигналов : учеб. пособие / В. Н. Кулешов, Н. Н. Удалов, В. М. Богачев и др. ; под ред. В. Н. Кулешова и Н. Н. Удалова. – М. : Издательский дом МЭИ, 2008. – 416 с.

АДАПТИВНАЯ ЭТАЛОННАЯ МОДЕЛЬ В СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

Е. В. Матвеев, В. А. Глинчиков (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: matjon@rambler.ru

Рассматривается система управления с применением адаптивной эталонной модели. Для идентификации изменяющихся параметров объекта и последующей адаптации эталонной модели используется блок-идентификатор, построенный с применением нечеткого логического вывода.

Введение

Для решения задачи адаптивного управления свойство адаптации достигается, чаще всего, посредством формирования в явном или неявном виде математической модели объекта или воздействия на него. При широких изменениях параметров объекта управления стационарная эталонная модель системы становиться не приемлемой для решения задачи управления беспилотным летательным аппаратом (БПЛА) для различных режимов полета. Для решения данной проблемы предполагается построение адаптивной эталонной модели с идентификацией, которая оценивает неизвестные параметры БПЛА. Применение нечеткой логики и адаптивных принципов построения систем управления позволяет существенно снизить влияние неопределенности на качество систем управления, компенсируя недостаток априорной информации на этапе проектирования систем.

Структура адаптивной системы управления беспилотного летательного аппарата

Рассмотрим систему автономного адаптивного управления (рис. 1), использующую в своей структуре нечеткий блок-идентификатор (БИ), основной контур, состоящий из объекта управления (ОУ) – беспилотного летательного аппарата (БПЛА) и регулятора; самонастраивающуюся нечеткую эталонную модель системы (ЭМ); блок адаптации и наблюдатель ρ.

Полученная система выполняет следующие задачи:

- обеспечения эталонных динамических характеристик системы управления БПЛА для всех режимов полета;
- идентификации параметров БПЛА в полете для настройки ЭМ, при этом используется устройство с памятью;
- обеспечения компенсации внешних конечномерных возмущений, для чего используется наблюдатель формирующий оценку возмущения ρ;
- реализации алгоритма адаптации. Блок адаптации реагирует на ошибку $e = y - y_{\text{Э}}$ между сигналами с выхода ОУ и ЭМ, а также осуществляет адаптивную подстройку к изменяющимся внешним воздействиям $\rho(t)$.

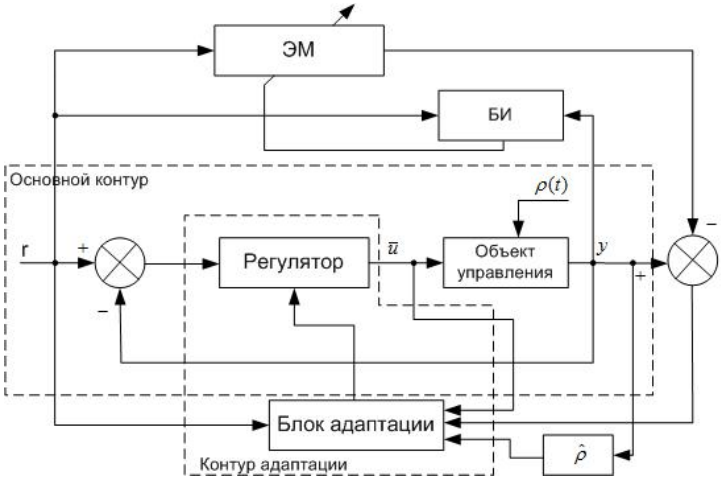


Рис. 1. Структурная схема адаптивной системы автономного управления

Нечеткий блок-индентификатор

С целью идентификации параметров ЛА предполагается использовать *адаптивную* модель с нечетким выводом, со структурой, приведенной на рис. 2.

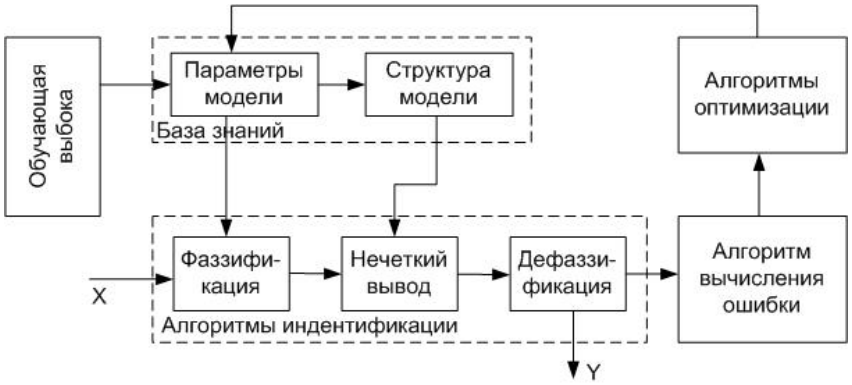


Рис. 2. Структура нечеткой модели блока идентификации

Данный блок-идентификатор позволяет устранить следующие недостатки, присущие нечетким системам:

позволяет дополнять исходный набор правил, описывающий состояния системы управления, который формируется человеком и вследствие чего может иметь неполный набор правил, противоречивые или идентичные правила.

позволяет оптимизировать параметры модели управления, которые изначально задаются экспертом субъективно, что снижает качество идентификации. Целенаправленное изменение параметров нечеткой модели, таких как, количество, форма, относительное размещение соответствующих функций принадлежности вдоль базовых осей оказывают существенное влияние на характер идентификации.

Блок-идентификатор состоит из базы знаний, которая представляет собой совокупность информации о базе нечетких правил и о множестве лингвистических переменных с соответствующими функциями принадлежности.

Работа по формированию базы знаний происходит в два этапа:

на первом этапе база знаний формируется на основе обучающей выборки, которая состоит из параметров наблюдений с соответствующими принадлежностями классам наблюдений и доступной априорной информации об объекте у эксперта.

на втором этапе происходит параметрическая оптимизация к дискретному изменению динамики объекта управления

Далее блок-идентификатор формирует оптимальную аппроксимацию для входных обучающих данных $X(\vartheta, M, \delta)$, где ϑ, M, δ – угол тангажа, число Маха и угол отклонения руля высоты соответственно.

После обучения, блок-идентификатор реализует следующие уравнение [1]:

$$n_y(k) = F(M(k), C[\vartheta(k), M(k), \delta(k)]), \quad (1)$$

где n_y – нормальная перегрузка, C – аэродинамический коэффициент подъемной силы.

Самонастраивающаяся нечеткая эталонная модель

В данной работе предполагается использование такой ЭМ, которая при работе линейного регулятора, обеспечивающего устойчивость на всех режимах полета, улучшала качество системы управления ДПЛА, используя свои адаптивные свойства совместно с блок-идентификатором (БИ).

Для этого БИ содержит следующую информацию о параметрах ДПЛА:

а) Динамические параметры.

б) Текущие значения параметров измеряемые датчиками ДПЛА.

в) Константы максимально допустимых значений.

г) Идентифицируемые параметры.

Исследование работы нечеткого блока-идентификатора.

Блок – идентификатор (БИ) проектировался на основе систем нечеткого вывода в Fuzzy Logic Toolbox [6].

В качестве входных параметров системы нечеткого вывода будем рассматривать следующие нечеткие переменные: угол тангажа ϑ, число Маха M, отклонение руля высоты δ, а в качестве выходного параметра – оценка перегрузки ДПЛА n_y. БИ, моделирует зависимость (рис. 3) в соответствии с системой нечеткого вывода типа Момдами:

$$n_y(k) = K_z M^2(k)\,\mathrm{sgn}(\vartheta)[a_n|\vartheta(k)|^3 + b_n|\vartheta(k)|^2 + c_n(2 - M(k)/3)|\vartheta(k)|] + d_n\delta(k), \quad (2)$$

где $\vartheta(k), M(k), \delta(k)$ и $n_y(k)$ – значения входных и выходных переменных объекта управления в дискретные моменты времени $k > 0$, a_n, b_n, c_n, d_n – аэродинамические коэффициенты ДПЛА.



Рис. 3. Искомая зависимость: оценка перегрузки n_y ДПЛА

Адекватность полученной нечеткой модели проверялась по следующему критерию: найти такой вектор (*P*, *W*), чтобы [3]

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{r=\overline{1,N}}(y_r - F(P,W,X_r))^2} \to \min, \qquad (3)$$

где P – вектор параметров функций принадлежности термов входных и выходной переменных, $W \in [0;1]$ – вектор весовых коэффициентов правил базы знаний, N – пары из обучающей выборки, X_r – входные переменные, y_r – выход системы, $F(P,W,X_r)$ – результат вывода по нечеткой базе знаний Мамдани с параметрами (P, W) при значении входов X_r.

Для составления и отладки базы нечетких правил использовалась обучающие данные перегрузки n_y (рис. 4).

После обучения нечеткой базы знаний была получена зависимость идентифицируемой перегрузки n_y от входных переменных ϑ, M, δ.

Более наглядное сравнение экспериментальных данных из тестовой выборки с результатами нечеткого моделирования показаны на рис. 5.

На рис. 5 видно, что нечеткая модель описывает динамику экспериментальных данных, однако в отдельных случаях имеются значительные расхождения в оценки перегрузки n_y. Повысим точность нечеткой модели в оценки перегрузки n_y с помощью обучения нечеткой базы знаний.

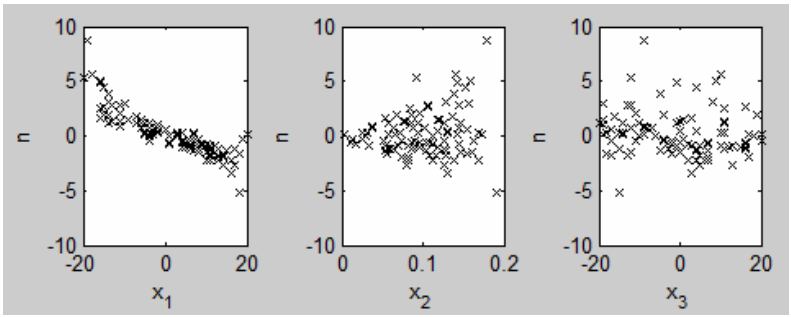


Рис. 4. Обучающая выборка для идентификации зависимости оценки перегрузки n_y от угла тангажа $\vartheta = x_1$, числа Маха $M = x_2$, отклонения руля высоты $\delta = x_3$

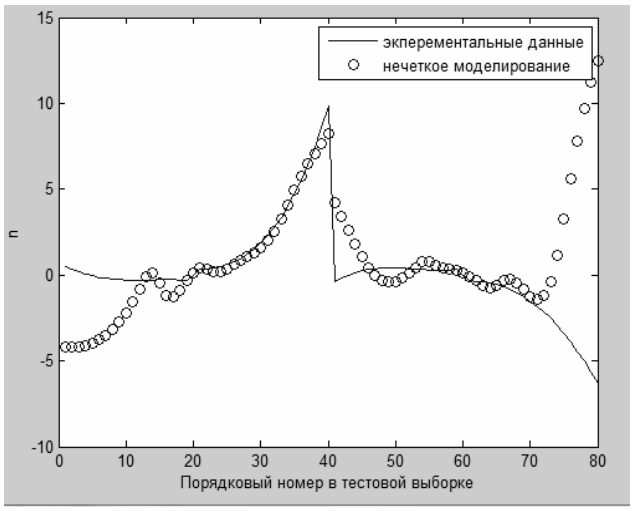
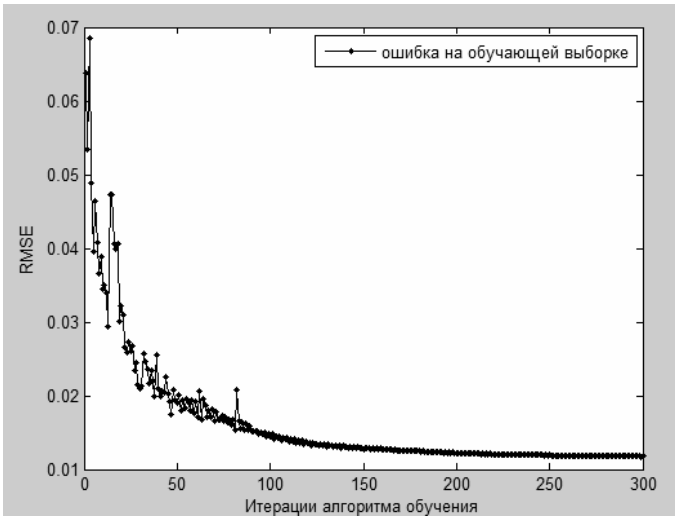


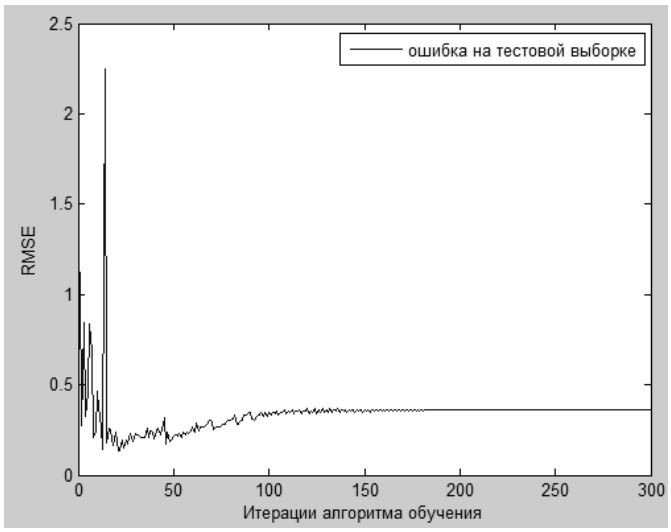
Рис. 5. Тестирование нечеткой модели БИ

Обучение нечеткой модели осуществим квазиньютоновским методом [5] Бройдена – Флетчера – Голфарбда – Шэнно на протяжении 300 итераций.

Определим, как влияет длительность обучения на адекватность нечеткой модели, для этого построим следующую зависимость (рис. 6).



а



б

Рис. 6. Зависимость ошибок нечеткого моделирования от количества итераций обучения:
а – на обучающей выборке; *б* – на тестовой выборке

На рис. 5 и 6 видно, что значение невязки (3) с ростом количества итераций уменьшается и после 200 итераций квадратичная ошибка моделирования на обучающей и 50 итераций на тестовой выборках равны 0,0011 и 0,2361 соответственно. После этого ошибка на тестовой выборке начинает немного возрастать и начиная с 51 выборки проявляется эффект переобучения. Это объясняется тем, что вне точек обучения адекватность переобученной модели низкая – результаты моделирования сильно отличаются от экспериментальных данных, поэтому рекомендуется прекращать обучение при возрастании ошибки на тестовой выборке.

После обучения и настройки нечеткой базы знаний адекватность модели заметно улучшилась, на что указывает график на рис. 7.

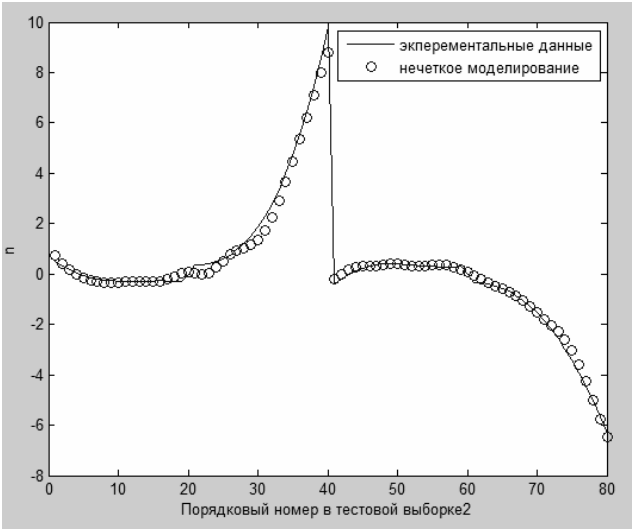


Рис. 7. Тестирование нечеткой модели БИ после настройки

Заключение

В результате исследования было показана целесообразность применения адаптивной эталонной модели с блоком-идентификатором на нечеткой логике, которая обеспечивает адаптацию эталонной модели к широким изменениям режимов полета ДПЛА.

Список литературы

1. Calise A. J. H. Lee, N. Kim. High bandwidth adaptive flight control // AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference.- Denver, CO.-2000. 11 p.

2. Ogata K. Modern control engineering. – New Jersey: Prentice Hall, 1990, - 963 p.

3. Борисов, В. В. Нечеткие модели и сети / В. В. Борисов, В. В. Круглов, А. С. Федулов. – М. : Горячая линия – Телеком, 2007. – 284 с.

4. Дьяконов, В. Матлаб. Анализ, идентификация и моделирование систем : специальный справ / В. Дьяконов, В. Круглов. – СПб.. : Питер, 2001. – 448 с.

5. Штовба, С. Д. Проектирование нечетких систем средствами MATLAB / С. Д. Штовба. – М. : Горячая Линия - Телеком, 2007. – 288 с.

6. Fuzzy Logic Toolbox. User's Guide,Version 2.1 The MathWorks, Inc., 2001.

ОБОСНОВАНИЕ СТАТИСТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ОДНОРОДНЫХ УЧАСТКОВ РЛИ

Н. П. Малисов, В. С. Кошелев, В. В. Кирюшкин (научный руководитель)

Военный авиационный инженерный университет, г. Воронеж
394064, Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54 а
E-mail: malisovnik@mail.ru

Проведен анализ статистических характеристик радиолокационных изображений. На основание его обоснована представление однородных участков радиолокационного изображения моделью гауссовской случайной величины с математическим ожиданием, зависящим от удельной аффективной площадью рассеяния соответствующего участка местности, и дисперсией, определяемой интенсивностью спекл-шума.

Радиолокационное изображение (РЛИ) земной поверхности, полученное с использованием радиолокационной станции с синтезированием апертуры антенны (РЛС РСА),

представляет собой совокупность сигналов и шумов различной физической природы, которые можно разделить на три группы:

– сигналы от объектов, представляющие собой узкие выбросы (группы выбросов) большой амплитуды;

– сигналы средней амплитуды, обусловленные отражением от фона местности, имеющие вид равномерного шумового процесса, средняя мощность которого определяется типом местности;

– внутренний шум приемника и системы обработки, имеющий вид равномерного шумового фона малой интенсивности [1].

В цифровом виде РЛИ определяется как двумерная функция $f(x, y)$, значение которой в любой точке, задаваемой парой координат (x, y), называется интенсивностью или уровнем «серого». Координаты x и y задаются на плоскости изображения. Заметим что, РЛИ в цифровом виде состоит из конечного числа элементов, каждый из которых расположен в конкретном месте и принимает определенное значение. Эти элементы называются элементами РЛИ или пикселями [2]. У каждого элемента РЛИ имеются четыре соседа по вертикали и горизонтали. Таким образом, РЛИ можно представить как двумерное случайное поле последовательности отчетов яркости пикселей, каждый из которых представляет собой случайную величину. РЛИ отражает распределение интенсивностей отраженной от земной поверхности энергии микроволнового диапазона, принятой антенной РЛС. Основной статистической характеристикой РЛИ для цифровой обработки изображений является плотность распределения отсчетов яркости.

Определим характер распределения случайной величины f на основе анализа экспериментальных РЛИ. Для анализа было использовано РЛИ участка местности с объектами (рис. 1), полученное РЛС РСА, установленной на искусственном спутнике «Алмаз-М». Анализируемое РЛИ представляет собой оцифрованное изображение в градациях серого в диапазоне значений яркости пикселя от 0 до 255. На рис. 1 выделены области расчета плотности вероятности однородных участков местности: вода – 1; суша – 2; объект – 3.

На рис. 2–4 показаны гистограммы плотности распределения отсчетов яркости для выделенных участков местности: вода, суша и объект соответственно. Из построенных гистограмм видно, что характер распределения яркости пикселя имеет вид, приближенный к гамма-распределению, что подтверждается критерием согласия Пирсона χ^2 (при значении числа степеней свободы более 4 вероятность согласованности теоретического распределения и статистического распределения яркости пикселя составляет более 0,99) [3].

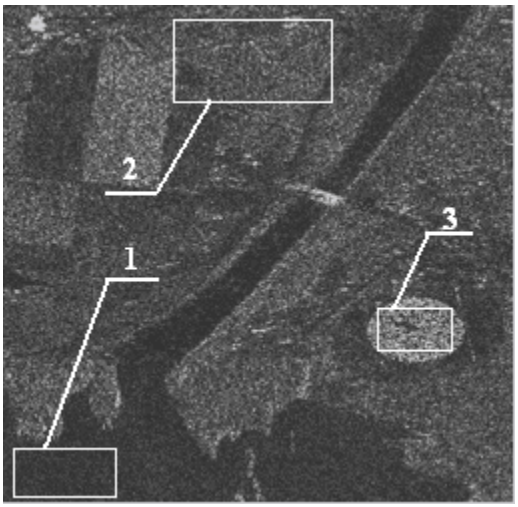


Рис. 1

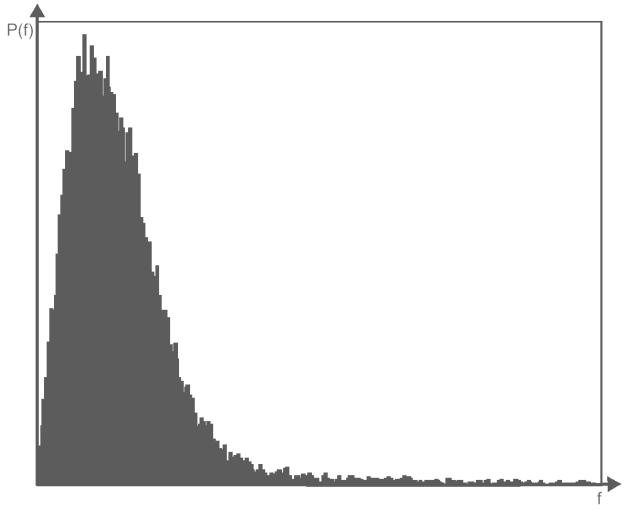


Рис. 2

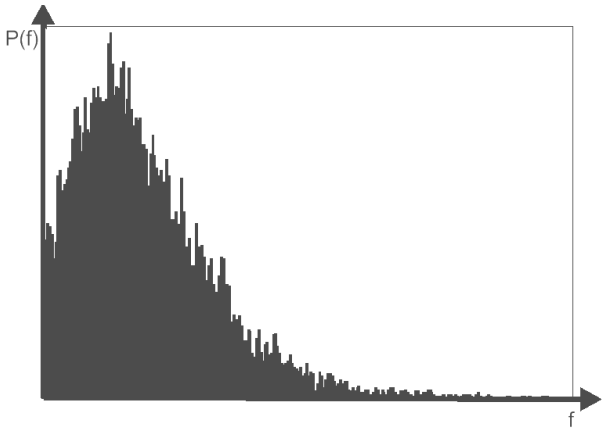


Рис. 3

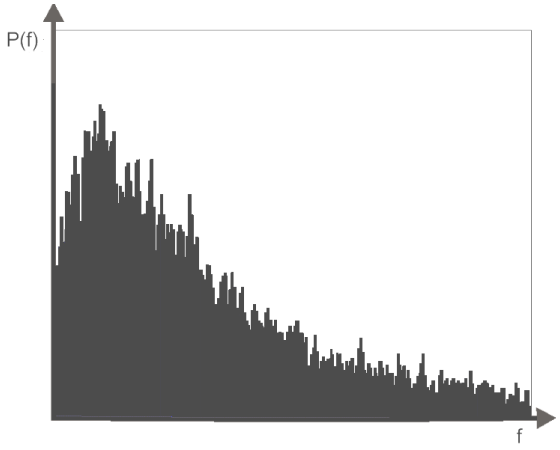


Рис. 4

Таким образом, анализ статистических характеристик экспериментального РЛИ позволяет сделать вывод о том, что распределение случайной величины f может быть аппроксимировано гамма-распределением:

$$P(f) = \frac{a^N f^{N-1} e^{-af}}{\Gamma(a)}, \tag{1}$$

где N – число некогерентных накоплений изображения, что подтверждается работе [5].

Основываясь на работах [4] изображение можно описать мультипликативной математической моделью. Однородный участок (ОУ) на изображении РСА представим в виде произведения:

$$f = \sigma_0 \cdot \nu \cdot I, \tag{2}$$

где f – значение яркости пикселя ОУ; ν – случайная величина с математическим ожиданием $M\{\nu\} = 1$, обусловленная изменением удельная эффективная площадь рассеяния (УЭПР) относительно своего среднего значения σ_0 для данного ОУ; I – случайная величина, описывающая спекл-шум.

В настоящее время эффективным аппаратом, позволяющим обрабатывать смеси полезных сигналов и помех, является пространственная фильтрация. В рамках этого ма-

тематического аппарата разработаны эффективные методы обработки сигналов, представляющих собой аддитивную смесь полезной и помеховой составляющих. Поэтому в нашем случае необходимо искать пути преобразования мультипликативного шума РЛИ в аддитивный. Одним из таких путей является обобщенное гомоморфное преобразование. С помощью него мультипликативный шум преобразуется в аддитивный шум с использованием нелинейного оператора логарифмирования. После такого преобразования РЛИ стандартная операция пространственной цифровой фильтрации может быть выполнена на новом изображении.

Применим гомоморфное преобразование к выражению (2) и прологарифмировав получим:

$$\ln f = \ln \sigma_0 + \ln I + \ln \nu \tag{3}$$

или

$$Z = \ln \sigma_0 + x + n, \tag{4}$$

где $Z = \ln f$; $x = \ln I$; $n = \ln \nu$.

Результаты исследований статистических характеристик РЛИ после гомоморфного преобразования рассматривались в [5], где показано, что плотность вероятности случайной величины *z* при увеличении числа некогерентных накоплений *N* приближается к гауссовскому виду с математическим ожиданием $M\{z\} = \ln(\sigma_0) - \Psi(N) + \ln(N)$ (где $\Psi(N)$ – пси-функция) и дисперсией $D_z = 1/N$. Наиболее существенным это приближение оказывается при малых значениях $N = 1...4$.

Как показывают экспериментальные исследования [5], для большинства подстилающих поверхностей с растительным покровом случайная величина *x* является гауссовской и не зависит от случайной величины *v*. Принимая во внимание тот факт, что случайные величины *z* и *x* являются гауссовскими, распределение случайной величины *v* тоже принимается гауссовским. Таким образом, после гомоморфного преобразования математическая модель ОУ на изображении РСА представляет собой аддитивную смесь полезной составляющей $ln(\sigma_0)$ и гауссовских случайных величин *x* и *v* с известными параметрами.

На рис. 5–7 представлены гистограммы распределения яркости пикселя ОУ (вода, суша и объект соответственно) после выполнения гомоморфного преобразования. На рисунках видно, что в результате гомоморфного преобразования гистограмма распределения яркости пикселя приобрела вид, приближенный к гауссовскому (нормальному) распределению.

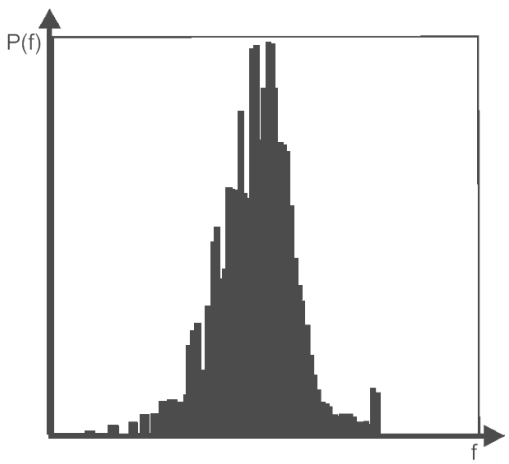


Рис. 5

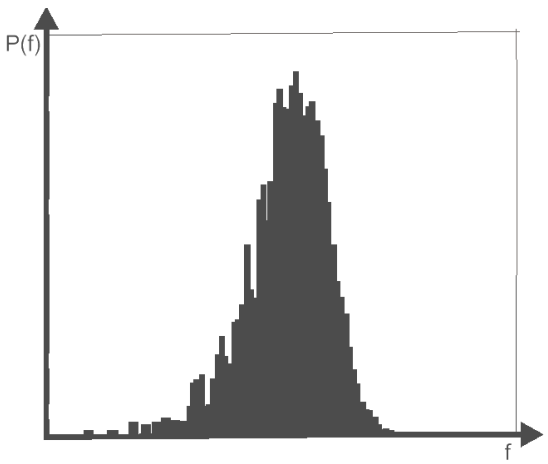


Рис. 6

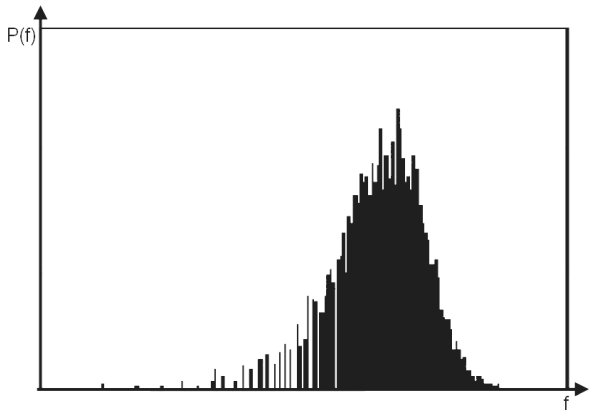


Рис. 7

Таким образом, анализ экспериментального РЛИ показал, что однородные области РЛИ могут быть представлены моделью гауссовской случайной величины с математическим ожиданием, зависящим от удельной ЭПР соответствующего участка местности и дисперсией, определяемой интенсивностью спекл-шума. Применение такой математической модели позволит синтезировать модельные РЛИ различных участков местности и использовать их для проверки эффективности алгоритмов цифровой обработки изображений.

Список литературы

1. Радиолокационные станции обзора Земли / Г. С. Кондратенков и др. – М. : Радио и связь, 1983. – 272 с.

2. Гонсалес, Р. Цифровая обработка изображений / Р. Гонсалес, Р. Вудс. – М. : Техносфера, 2005. – 1072 с.

3. Венцель, Е. С. Теория вероятностей / Е. С. Венцель. – М. : Наука, 1969.

4. Lee J-S. Speckle Suppression and Analysis for Synthetic Aperture Radar Images // SPIE, v.556, International Conference on Speckle, 1985.

5. Лежанкин, Б. В. Сокращение избыточности радиолокационного изображения на основе калмановской фильтрации / Б. В. Лежанкин, С. Ф. Галиев // Изв. ВУЗов. – Радиоэлектроника. – 2004. – № 3–4.

КОМПЕНСАЦИЯ ТРОПОСФЕРНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ В НАВИГАЦИОННЫХ ГЛОНАСС\GPS ТЕХНОЛОГИЯХ

О. В. Бояркеева, А. С. Толстиков (научный руководитель)

Сибирский НИИ метрологии СНИИМ
630004, Новосибирск, Россия, пр. Димитрова, 4
E-mail: tolstikov@mail.ksn.ru

Описывается подход к компенсации влияющих факторов, в частности, к компенсации задержки навигационного сигнала в тропосферном слое, на основе оценивания расширенного вектора состояний объекта исследований в задаче восстановления орбит навигационных спутников КНС ГЛОНАСС.

В практике решения обратных измерительных задач, точность оценивания информативных параметров объектов исследования зависит не только от погрешностей измерений, но и зачастую от ряда факторов, требующих своей компенсации.

Такая компенсация возможна, если указанные факторы представляются некоторыми математическими моделями с детерминированной структурой и известными параметрами.

Более сложная ситуация возникает в случаях, когда параметры математических моделей для влияющих факторов оказываются неопределенными. Такие согласующие математические модели влияющих факторов представляют собой параметрические семейства. В этих случаях неопределенные параметры согласующих математических моделей влияющих факторов подлежат оцениванию совместно с оцениванием основных информативных параметров решаемой обратной измерительной задачи.

Возникающие при этом усложнения решаемой обратной измерительной задачи связаны с увеличением ее размерности, поскольку вектор оцениваемых параметров оказывается расширенным, и с необходимостью обеспечения достаточной степени обусловленности решаемых систем алгебраических уравнений.

Описанный подход к компенсации влияющих факторов на основе оценивания расширенного вектора состояний объекта исследований применен в задаче восстановления орбит навигационных спутников КНС ГЛОНАСС по данным беззапросных измерений геометрических дальностей от измерительных станций до навигационного спутника (НС).

Уравнение измерений

Измерение дальностей $D_i(t)$ до навигационного спутника производится с сети n беззапросных измерительных станций (БИС) с координатами $\mathbf{u}_{\Pi i}, i = 1,...,n$. Измеренные дальности $D_i(t)$ связаны с геометрическими дальностями $\rho_i(\mathbf{u}_C, \mathbf{u}_{\Pi i})$ уравнениями

$$D_i(t) = \rho_i(\mathbf{u}_C, \mathbf{u}_{\Pi i}) + \sum_{k=1}^{12} p_{ki}(t), i = 1,...,n, \qquad (1)$$

где $p_{ki}(t)$, $k = 1,...12$, $i = 1,...,n$ – факторы, влияющие на точность измерений $\rho_i(\mathbf{u}_C, \mathbf{u}_{\Pi i})$ на каждой радиотрассе. В частности: $p_1(t) = c \cdot \Delta T_C(t)$ – уход бортовых часов относительно шкалы центрального синхронизатора системы; $p_2(t) = c \cdot \Delta T_{\Pi}(t)$ – уход часов приемной аппаратуры (БИС); $p_3(t) = \Delta D_{И}(t)$ – задержка навигационного сигнала в ионосферном слое; $p_4(t) = \Delta D_T(t)$ – задержка навигационного сигнала в тропосферном слое; $p_5(t)$ – смещение фазового центра передающей антенны относительно центра масс навигационного спутника; $p_6(t)$ – смещение фазового центра приемной антенны относительно ее геометрического центра; $p_7(t)$ – погрешности от релятивистских эффектов; $p_8 = N \cdot \lambda$ – неоднозначность фазовых измерений; $p_9(t)$ – погрешности приведения координат БИС в ИСК и погрешности задания эфемерид спутника; $p_{10}(t)$ – погрешности приведения измеренных дальностей к моменту прихода навигационного сигнала на приемную антенну; $p_{11}(t)$ – погрешности от многопутности и разрывы в данных кодовых измерений; $p_{12}(t) = v_i(t)$ – погрешности случайной природы, шумы измерений, неучтенные задержки в измерительных каналах, для ГЛОНАСС – нескомпенсированные межлитерные задержки.

Исследованиям тропосферной рефракции навигационных сигналов посвящено большое количество работ (см., например, обзорную работу [1]).

Прохождение навигационного сигнала через тропосферу (близлежащий к поверхности Земли слой атмосферы толщиной 20 км) сопровождается появлением тропосферной задержки. В уравнении измерений (1) тропосферная задержка учитывается компонентой $p_4(t) = D_{TP}(t)$; в кодовых $C1$ и фазовых $Ф1$ измерениях проявляется одинаковым образом.

Для расчета тропосферной задержки применяется большое количество моделей, структура которых имеет вид:

$$D_{TP}(t) = \varphi_d(t) \cdot \beta_d + \varphi_w(t) \cdot \beta_w, \qquad (2)$$

где $\varphi_d(t)$, $\varphi_w(t)$ – функции отображения для сухого и влажного компонента, зависят от текущего угла места $\gamma(t)$, под которым виден НС; β_d, β_w – тропосферные задержки сигнала в зенитном направлении для сухого и влажного компонента.

Из множества моделей вида (2) для расчета тропосферной задержки (модель Х. Хопфилд, Блека, Саастамойнена и др., [1]) наиболее часто применяется серия моделей Х. Хопфилд. Для этих моделей функции отображения для сухой и влажной компонент имеют вид, соответственно,

$$\varphi_d(t) = \{\sin[\gamma^2(t) + 6,25]^{1/2}\}^{-1}, \quad \varphi_w(t) = \{\sin[\gamma^2(t) + 2,25]^{1/2}\}^{-1}, \qquad (3)$$

а сухая и влажная составляющие тропосферной задержки для зенитного направления описываются выражениями

$$\beta_d = 77,64 \cdot 10^{-6} \frac{P_0}{T_0} \frac{h_d}{5}, \quad \beta_w = 0,373 \cdot 10^{-6} \frac{e_0}{T_0} \frac{h_w}{5}, \qquad (4)$$

где P_0 – полное давление (в миллибарах) в месте установки антенны; T_0 – температура в Кельвинах; h_d = 43 км – предельная высота, после которой показатель преломления для сухой компоненты обращается в ноль; h_w = 12 км – предельная высота для влажной компоненты; e_0 – парциальное давление паров воды (в миллибарах).

При расчете компенсирующей поправки к тропосферной задержке на основе (2) с учетом (3) и (4) своего уточнения требует параметр e_0. Величина его в значительной мере зависит от состояния облачности на участках трассы навигационного сигнала.

Этот параметр вводится в разряд оцениваемых и компонента в (2) $\varphi_w(t) \cdot \beta_w$ трактуется как согласующая математическая модель для учета тропосферной рефракции навигационного сигнала.

Погрешности измерений метеопараметров $\delta P_0 \le 0,1$ мбар; $\delta T_0 \le 0,1\ K$; $\delta\nu \le$ 1–2 % не вносят существенных искажений в результаты расчетов β_d, β_w. Ошибки от использования усредненных по трассе метеопараметров, выраженные в единицах длины не превышают 5–10 см.

При использовании разностных измерений псевдодальностей $\Delta D_{AB}(t)$, тропосферные задержки по трассам НС–А и НС–В будут частично компенсироваться.

Описание движения НС

Относительное движение НС $\Delta\boldsymbol{\eta} = \boldsymbol{\eta} - \boldsymbol{\eta}_\delta$ вдоль опорной траектории $\boldsymbol{\eta}_\delta$ описывается в оскулирующих элементах линеаризованным дифференциальным уравнением

$$\Delta\boldsymbol{\eta}' = \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \boldsymbol{\eta}} \Delta\boldsymbol{\eta} + \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \boldsymbol{\alpha}} \Delta\boldsymbol{\alpha} + \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{w}} \mathbf{w}, \Delta\boldsymbol{\eta}(t_0) = \boldsymbol{\eta}_0 - \boldsymbol{\eta}_{\delta 0}. \qquad (5)$$

Разность $\Delta\boldsymbol{\eta}$ обусловлена отличием начальных условий в уравнении (5), вариациями параметров $\Delta\boldsymbol{\alpha}$, наличием немоделируемых возмущений $\mathbf{w}$ и представляются приближенным равенством

$$\Delta\boldsymbol{\eta} = \frac{\partial\boldsymbol{\eta}}{\partial\boldsymbol{\eta}_0}\Delta\boldsymbol{\eta}_0 + \frac{\partial\boldsymbol{\eta}}{\partial\boldsymbol{\alpha}}\Delta\boldsymbol{\alpha} + \frac{\partial\boldsymbol{\eta}}{\partial\mathbf{w}}\mathbf{w}. \quad (6)$$

В (6) частные производные $\frac{\partial\boldsymbol{\eta}}{\partial\boldsymbol{\eta}_0};\frac{\partial\boldsymbol{\eta}}{\partial\boldsymbol{\alpha}};\frac{\partial\boldsymbol{\eta}}{\partial\mathbf{w}}$ – функции чувствительности траектории НС к вариациям начальных условий $\Delta\boldsymbol{\eta}(t_0)$, вариациям параметров $\Delta\boldsymbol{\alpha}$ и к возмущениям $\mathbf{w}$. Эти функции чувствительности удовлетворяют соответствующим уравнениям чувствительности.

Описание движения НС с расширенным вектором состояния

Полное линеаризованное уравнение измерений для каждой радиотрассы с учетом применения согласующих математических моделей с параметрами, требующими оценивания, с учетом применения компенсирующих поправок принимает вид

$$\Delta D_i'(t) = \mathbf{C}_{1i}^T(t)\cdot\Delta\boldsymbol{\eta} + C_{5i}(t)\cdot\beta_{wi},\ i = 1,...,n, \quad (7)$$

где $\Delta D_i'(t) = D_i(t) - \rho_i(\mathbf{u}_{C\delta}, \mathbf{u}_{\Pi i}) - \varphi_{id}(t)\cdot\beta_{id}$ – относительная псевдодальность с компенсацией сухого компонента тропосферной задержки; $\mathbf{C}_{1i}^T(t) = \frac{\partial\rho_i(t)}{\partial\boldsymbol{\eta}}\cdot\frac{\partial\boldsymbol{\eta}}{\partial\boldsymbol{\eta}_0}$ – вектор частных производных по начальным условиям уравнения движения КА, $C_{5i}^T(t) = \varphi_{wi}(t)$ – функция отображения для влажного компонента тропосферной задержки $D_{TPi}(t)$.

Уравнение измерений (7) представляет собой нормальное линейное алгебраическое уравнение с неизвестными, образующими расширенный вектор $\mathbf{Y}^T = \left(\boldsymbol{\eta}_0^T, \beta_{wi}\right)$. Для разрешимости задачи оценивания этого расширенного вектора изложенными методами необходима одновременная линейная независимость на интервале наблюдения функций, образующих вектора $\mathbf{C}_{1i}^T(t), C_{5i}(t)$.

Для решения задачи оценивания вектора $\mathbf{Y}^T = \left(\boldsymbol{\eta}_0^T, \beta_{wi}\right)$ необходимо дополнить уравнение движения НС условиями стационарности параметров β_{wi} в виде дифференциальных уравнений

$$\dot{\beta}_{wi}(t) = 0, \beta_{wi}(t_0) = \beta_{wi0}. \quad (8)$$

Дифференциальные уравнения (5) и (8), описывающие поведение объекта с расширенным вектором состояния $\mathbf{Y}^T = \left(\boldsymbol{\eta}_0^T, \beta_{wi}\right)$ и уравнение измерений (7) представляются в общем виде

$$\mathbf{Y}'(t) = A\cdot\mathbf{Y}(t) + B\cdot\mathbf{w}(t), \mathbf{Y}(t_0) = \mathbf{Y}_0, \quad (9)$$

где

$$A = \begin{pmatrix} A_\eta & A_s \\ 0 & I \end{pmatrix},\ B = \begin{pmatrix} B_\eta & 0 \\ 0 & I \end{pmatrix},\ \mathbf{w}(t) = \begin{pmatrix} w(t) \\ \xi(t) \end{pmatrix},\quad B_\eta = \frac{\partial\boldsymbol{\eta}}{\partial\mathbf{w}}$$

и

$$Z_i(t) = \mathbf{C}_{\Sigma i}^T(t) \cdot \mathbf{Y}_0 , \qquad (10)$$

где $Z_i(t) = \Delta D_i'(t)$, $\mathbf{C}_{\Sigma i}^T(t) = \left(\mathbf{C}_{1i}^T(t), C_{5i}(t)\right)$.

При решении задачи оценивания текущих навигационных параметров в оскулирующих элементах единичного КА по данным траекторных измерений с сети *n* БИС из условий наблюдаемости обобщенного динамического объекта (9), задача сводится к оцениванию расширенного вектора начальных условий $\mathbf{Y}_0$ по наблюдениям $Z_i(t)$ на интервале времени $[t_0, t_k]$.

Проведенные исследования точности оценивания орбитальных параметров НС в присутствии тропосферных возмущений показали эффективность описанного подхода к компенсации тропосферной рефракции.

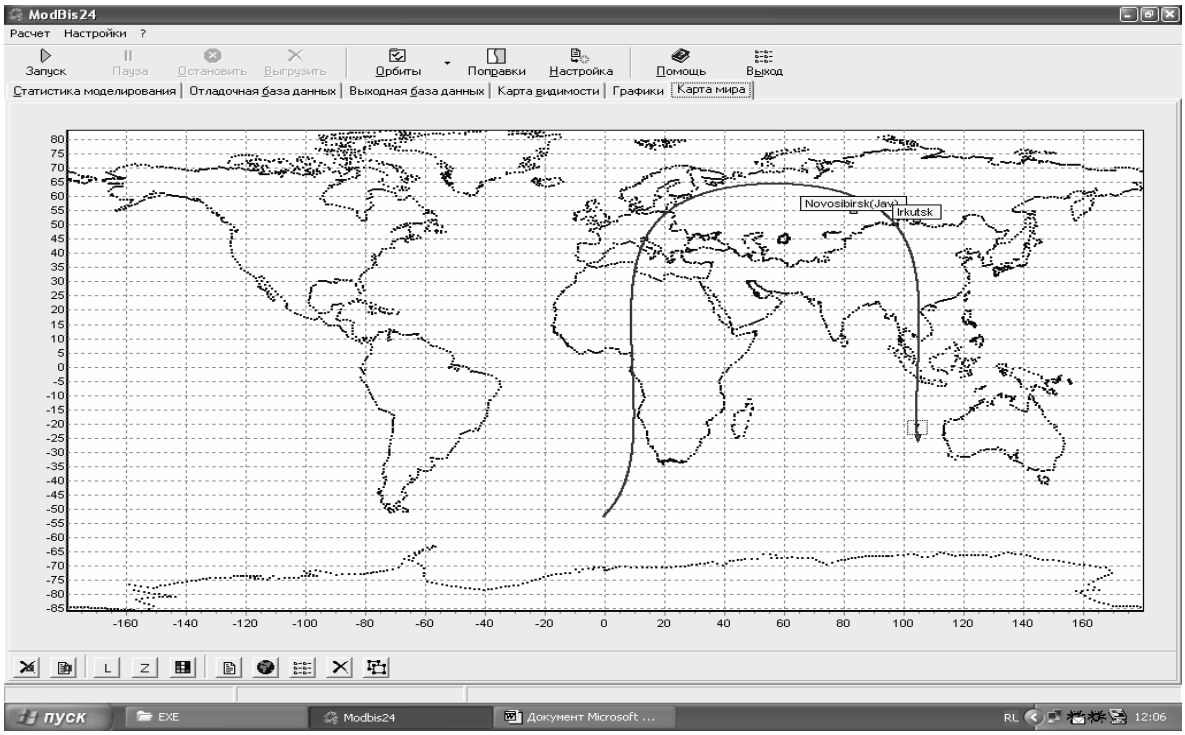


Рис. 1. Отображение эксперимента по восстановлению орбит НС ГЛОНАСС по данным беззапросных измерений в Новосибирске и в Иркутске

Экспериментальные исследования

Исследование алгоритмов восстановления орбит НС ГЛОНАСС проводилось методами имитационного моделирования [2].

Список литературы

1. Антонович, К. М. Использование спутниковых радионавигационных систем в геодезии. Т. 1 / К. М. Антонович. – М. : ФГУП «Картгеоцентр», 2005. – 334 с.

2. Владимиров, В. М. Имитатор измерительной информации для отработки эфемеридно-временного обеспечения космической навигационной системы ГЛОНАСС / В. М. Владимиров, А. К. Гречкосеев, А. С. Толстиков // Измерительная техника. – 2004. – 8. – С. 12–14.

РАСШИРЕНИЕ ДИАПАЗОНА ОДНОЗНАЧНОЙ ОЦЕНКИ КООРДИНАТ ОБЪЕКТОВ В ФАЗОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

А. М. Алешечкин

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: tpre@yandex.ru

При проведении морских исследований, добыче полезных ископаемых, рыбопромысловых и других работах на шельфе морей и в прибрежных районах требуется навигационное обеспечение объектов, выполняющих указанные виды работ. Кроме того, высокоточное навигационное обеспечение требуется при вождении судов в каналах, узкостях, шхерах и устьях судоходных рек. При этом в связи с высокой опасностью таких участков требования к точности и оперативности информации о координатах и элементах движения надводных объектов существенно возрастают.

Удовлетворить требования по точности навигационного обеспечения морских объектов в указанных условиях способны радионавигационные системы (РНС) с береговым базированием опорных навигационных пунктов. При этом высокая точность определения радионавигационных параметров для указанных радионавигационных систем достигается использованием фазовых методов.

Примером радионавигационной системы наземного базирования, использующей фазовые методы определения радионавигационных параметров является РНС «Крабик», разработка и серийный выпуск которой осуществляется с 2001 года предприятием ФГУП «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск) совместно с Сибирским федеральным университетом.

В состав РНС «Крабик» входят 3–6 опорных станций (ОС), размещенных на берегу в точках с известными координатами. РНС обеспечивает определение места бортовых станций (БС) в дальномерном, разностно-дальномерном и комбинированном режимах определения места [1].

В настоящее время частотный план РНС «Крабик» задан следующими значениями несущих частот: f_0 = 421 МГц – основная несущая частота, f_1 = 421,01 МГц, f_2 = 421,1 МГц, f_3 = 422 МГц, f_4 = 426 МГц, f_5 = 431 МГц – вспомогательные несущие частоты. Значения фазовых сдвигов (ФС) измеряются ортогональным фазометром с ограниченными сигналами [2], выполняющим оценку ФС принимаемых сигналов по отношению к их копиям, сформированным из сигналов синтезатора частоты принимающей станции. В результате полученные значения ФС оказываются пропорциональными измеряемым значениям радионавигационных параметров (РНП): дальностей БС – ОС – в дальномерном режиме работы, разностям дальностей – в разностно-дальномерном, разностям и суммам дальностей – в комбинированном режиме.

С целью уменьшения систематических погрешностей ФС измеряются на разностных (метрических) частотах, полученных путем вычитания значений основной несущей частоты f_0 от вспомогательных частот $f_1 - f_5$. В результате этого сетка метрических частот, на которых осуществляется измерение ФС, образует следующий ряд значений:

$$\begin{aligned} F_{m1} &= f_1 - f_0 = 10 \text{ кГц}, \\ F_{m2} &= f_2 - f_0 = 100 \text{ кГц}, \\ F_{m3} &= f_3 - f_0 = 1 \text{ МГц}, \\ F_{m4} &= f_4 - f_0 = 5 \text{ МГц}, \\ F_{m5} &= f_5 - f_0 = 10 \text{ МГц}. \end{aligned} \qquad (1)$$

Отсчет значений РНП осуществляется на самой высокой метрической частоте F_{m5}, значение которой составляет 10 МГц. Диапазон однозначных измерений РНП для сигнала частоты F_{m5} соответствует длине волны, равной 30 м. Процедура нахождения целого числа длин волн, укладывающихся в отсчетном значении РНП, называется устранением неоднозначности (УН) фазовых измерений.

Для УН измеренных значений ФС может быть применен известный метод пересчета измерений (МПИ), описанный например в [3]. Определение значения полного фазового сдвига на самой высокой метрической частоте F_{m5} осуществляется путем последовательного перехода от более грубых ступеней УН к точным ступеням.

Грубые ступени УН характеризуются большими значениями длины волны λ и, следовательно, большими значениями интервала однозначных измерений. Согласно МПИ переход от грубых к точным ступеням УН осуществляется с использованием соотношений

$$\Phi_i = N_i + \varphi_i, \tag{2}$$

$$N_i = \left[\frac{\lambda_{i-1}}{\lambda_i} \cdot \Phi_{i-1} - \varphi_i + 0{,}5 \right], \tag{3}$$

где $i = 1,..,m$ – номер текущей шкалы; m – общее число шкал, для РНС «Крабик» равное 5; [.] – означает операцию выделения целой части числа; λ_i – длина волны сигнала на текущей шкале; φ_i – значение измеренного ФС на *i*-й шкале, выраженное в фазовых циклах; $i-1$ – номер предыдущей шкалы, с длиной волны λ_i; Φ_{i-1} – значение полного ФС, полученного на предыдущей шкале; N_i – значение целочисленной неоднозначности для *i*-й шкалы; Φ_i – значение полного ФС на текущей шкале.

Длины волн в (3) определяются по значениям метрических частот $F_{m1} \div F_{m5}$ как

$$\lambda_i = \frac{V}{F_{mi}}, \tag{4}$$

где $i = 1,..,5$ – номер метрической частоты РНС «Крабик»; V – значение скорости распространения радиосигналов.

С учетом (4) значения неоднозначностей (3) могут быть определены следующим образом:

$$N_i = \left[\frac{F_{mi}}{F_{mi-1}} \cdot \Phi_{i-1} - \varphi_i + 0.5 \right]. \tag{5}$$

Использование формул (3) или (5) совместно с (2) позволяет реализовать процедуру УН с целью нахождения полного ФС Φ_5 для самой высокой метрической частоты РНС «Крабик» F_{m5}. Значение полного ФС Φ_5 впоследствии используется для вычисления измеренных значений РНП.

Одной из серьезных проблем при разрешении фазовой неоднозначности в РНС «Крабик» является наличие многозначных отсчетов на самой низкой метрической частоте, равной 0,01 МГц, имеющей длину волны 30 км. В результате этого отсчеты РНП могут

быть получены в пределах 0–30 км, в то время как для рабочей зоны РНС, равной 150 км значение двойной дальности может достигать 300 км. Для получения однозначного отсчета РНП требуется задание априорных значений РНП с погрешностью ±15 км (для координат БС предельная погрешность составляет ±7,5 км), что не всегда осуществимо на практике.

С целью получения однозначного отсчета РНП без необходимости задания априорных координат БС и изменения частотного плана РНС разработан переборный метод определения целого числа циклов первой метрической частоты 10 кГц для измеренного значения РНП. При этом для нахождения истинных значений РНП используется критерий максимума функции правдоподобия, записанной для координат БС. При нормальном законе распределения погрешностей ФС поиск максимума функции правдоподобия сводится к минимизации показателя ее экспоненты, называемого квадратом суммарной невязки. При независимости и равноточности измерений ФС суммарная невязка $Q(x, y)$ может быть определена по формуле:

$$Q(x,y)=\sqrt{\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{\lambda_1\cdot(k_{1i}+\varphi_{1i})}{2}-\sqrt{(x_{oci}-x)^2+(y_{oci}-y)^2}\right)^2}\,, \qquad (6)$$

где $i=1,..,n$ – текущий номер принимаемой ОС; n – общее число ОС; λ_1 – длина волны первой метрической частоты 0,01 МГц; k_{1i} – перебираемые неоднозначности ФС на первой метрической частоте для *i*-й ОС; φ_{1i} – значения ФС на первой метрической частоте; x_i, y_i – известные координаты *i*-й ОС; x, y – координаты БС.

При использовании результатов измерений ФС на всех метрических частотах значение суммарной невязки $Q(x, y)$ определяется следующим образом:

$$Q(x,y)=\sqrt{\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{5}\left(\frac{\lambda_j\cdot(k_{ji}+\varphi_{ji})}{2}-\sqrt{(x_{oci}-x)^2+(y_{oci}-y)^2}\right)^2}\,, \qquad (7)$$

где $j=1,..,5$ – номер фазовой дорожки, заданной метрической частотой F_{mj}; k_{ji} – целочисленная неоднозначность ФС *i*-й станции на *j*-й метрической частоте; λ_j – длина волны сигнала *j*-й метрической частоты; φ_{ji} – измеренное значение ФС для *i*-й ОС на *j*-й метрической частоте.

Для расчета суммарной невязки использовались исходные данные по координатам расстановки опорных станций ОС1 – ОС6, приведенные в табл. 1. В нижней строке табл. 1 приведены координаты корабельной станции, для которых были вычислены значения фазовых сдвигов принятых сигналов.

Таблица 1

Координаты объектов, использованные при моделировании

Станция	Координата *X*, м	Координата *Y*, м
ОС1	6780852	409077
ОС2	6843114	387945
ОС3	6750000	370000
ОС4	6760000	280000
ОС5	6740000	310000
ОС6	6800000	270000
БС	6796062	361446

При заданных значениях координат БС дальности БС – ОС1 (R_1) и БС – ОС2 (R_2) равны соответственно 50 и 54 км. Значения суммарной невязки $Q(x, y)$ вычислялись в соответствии с выражением (7) в диапазоне дальностей R_1 и R_2 от 2 до 102 км с шагом 1 км, т. е. значения суммарной невязки $Q(x, y)$ были вычислены в 10^4 точках. При проведении перебора проводился также отбор дальностей по условиям их реализуемости, а именно: сумма полученных дальностей $R_1 + R_2$ должна быть не меньше расстояния между ОС1 и ОС2. По полученным значениям дальностей вычислялись координаты БС для проверяемой точки и значения дальностей для ОС3–ОС6.

Полученная расстановка ОС, истинное положение БС и положения БС для расчета суммарной невязки приведены на рис.

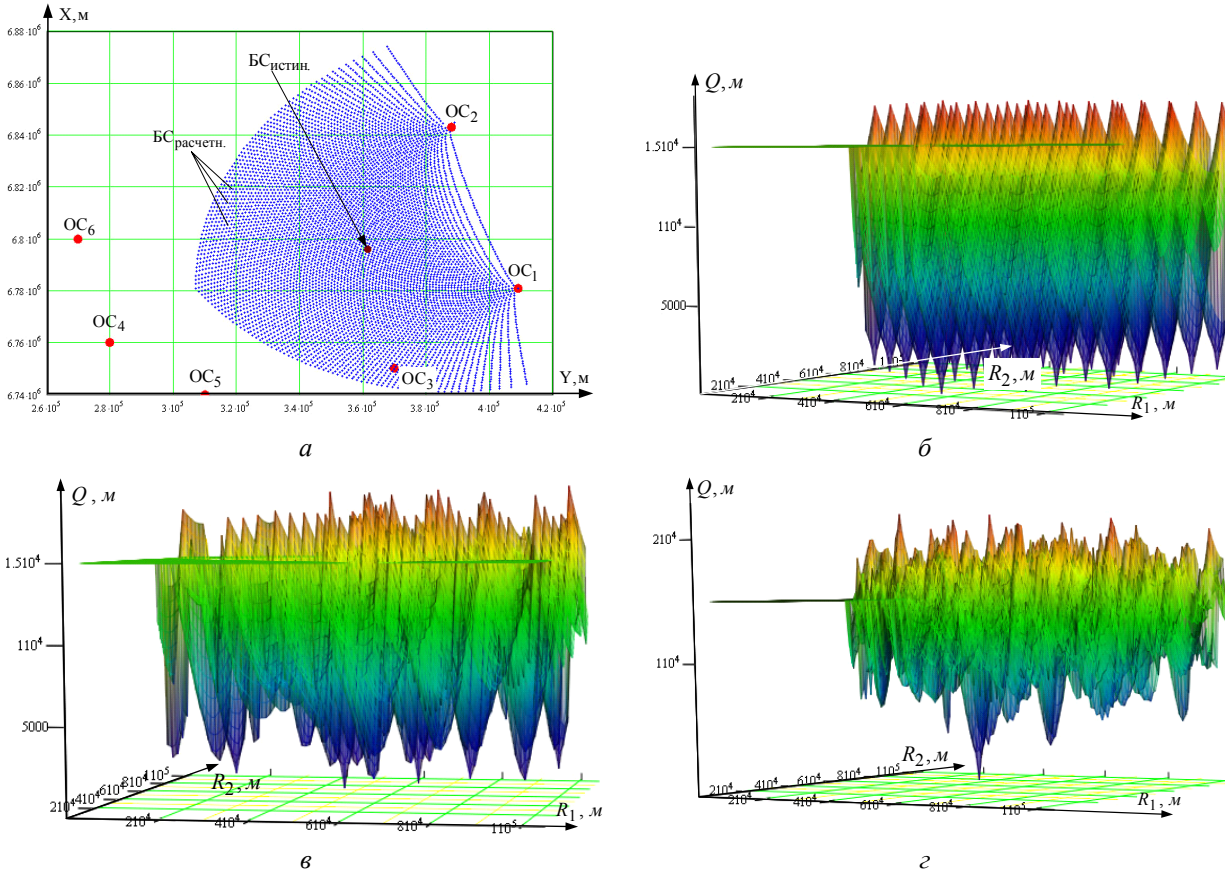


Рис. Результаты расчета суммарной невязки в зависимости от координат БС: *а* – расстановка БС и ОС при проведении расчетов; *б* – суммарная невязка, полученная по сигналам 2 ОС; *в* – суммарная невязка, полученная по сигналам 3 ОС; *г* – суммарная невязка, полученная по сигналам 6 ОС

Представленные на рис. результаты позволяют сделать вывод о том, что при работе по сигналам 2 ОС разрешение неоднозначности методом максимального правдоподобия невозможно, поскольку все минимумы функции правдоподобия одинаковы по своим значениям. С увеличением числа ОС значения суммарной невязки увеличиваются в побочных минимумах, в то время как в основном минимуме значение суммарной невязки при отсутствии погрешности измерения ФС остается постоянным.

Таким образом, для получения однозначной оценки координат БС может быть использован предложенный переборный метод разрешения неоднозначности с выбором оптимального решения по критерию минимума суммарной невязки $Q(x, y)$.

Указанный метод обеспечивает получение однозначного результата во всей рабочей зоне РНС «Крабик» без изменения значений ее рабочих частот, но при этом требуется наличие избыточности по числу принимаемых ОС, т. е. при работе, например, в дальномерном режиме требуется принять сигналы трех и более ОС.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, проект № 08-08-00849.

Список литературы

1. Высокоточная радионавигационная система для морских потребителей / А. М. Алешечкин, В. И. Кокорин, П. Н. Иванов и др. // Гироскопия и навигация. – 2004. – № 2. – С. 5–12.

2. Патент РФ 2048676. Устройство для измерения фазы радиосигнала / Р. Р. Гумеров, В. И. Кокорин и др. // Опубл. 1995, Бюл. № 32.

3. Разрешение неоднозначности в информационно–измерительных многошкальных приборах и системах / В. А. Пономарев, А. В. Пономарев, Т. М. Пономарева и др. – СПб. : Изд. ВИКУ, 2001.

УТОЧНЕНИЕ ЭФЕМЕРИД НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ПО МЕЖСПУТНИКОВЫМ ИЗМЕРЕНИЯМ

А. М. Богодухов, В. А. Глинчиков (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail:krasmagnet@mail.ru

В данной статье предлагается подход к исследованию задачи уточнения эфемерид спутниковой навигационной системы по межспутниковым измерениям на основе:
оценки псевдодальности и взаимной скорости на текущий момент времени;
интерполяции получаемых оценок параметров на заданный момент времени.

В рассматриваемой навигационной системе все спутники разделены на 4 группы. Полный цикл работы системы составляет 20 с и разделён на 4 интервала по 5 с. Каждый интервал цикла выделен для работы одной из групп спутников. На одном 5-секундном интервале одновременно на передачу работают 6 спутников. Разделение сигналов между спутниками одной группы – кодовое, то есть каждый сигнал использует свой уникальный дальномерный код при формировании сигнала.

В качестве бортового приёмника системы рассматривается приёмник, имеющий структуру традиционную для обычных приёмников СРНС. Основу приёмника составляет коррелятор. Структура приёмника изображена на рис. 1 [1].

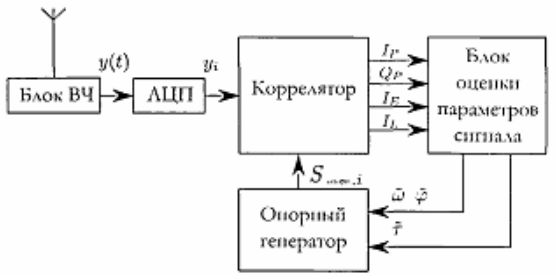


Рис. 1. Структура бортового приёмника

Блок оценки параметров сигнала предназначен для измерения псевдодальности и взаимной скорости на требуемый момент времени с использованием всех доступных измерений. Учитывая то, что навигационные данные передающего спутника будут на момент передачи навигационного сигнала, а измерения доступны на определённом ограниченном интервале времени, и момент, для которого необходимо получить оценку параметров, находится внутри интервала измерений, блок оценки параметров должен производить интерполяцию получаемых оценок параметров по полиному, позволяющему минимизировать ошибку интерполяции. Полученные таким образом данные будут использованы бортовым вычислительным комплексом для внесения поправок в эфемеридную информацию, используемую для формирования навигационного сигнала [1, 2].

На основании [3] составлены: модель взаимных скоростей движения спутников второй орбитальной плоскости относительно первого спутника первой орбитальной плоскости (рис. 2), ускорений (рис. 3) и производной ускорения (рис. 4).

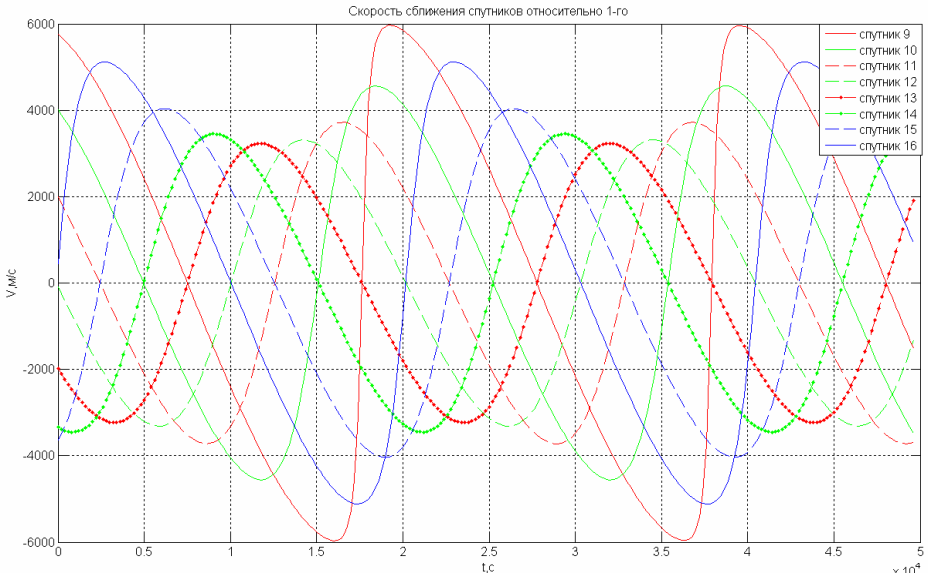


Рис. 2. Скорость между спутниками второй орбитальной плоскости
и первым спутником первой орбитальной плоскости

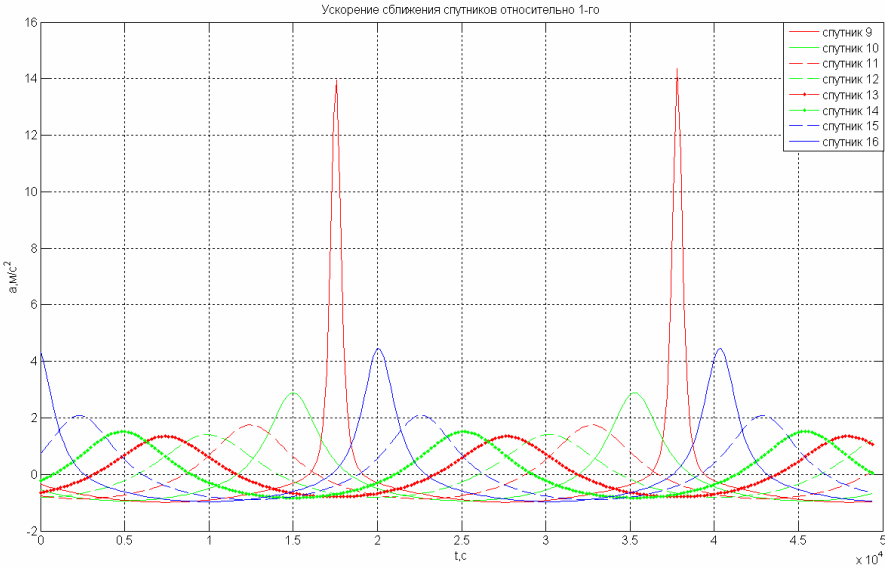


Рис. 3. Ускорение между спутниками второй орбитальной плоскости
и первым спутником первой орбитальной плоскости

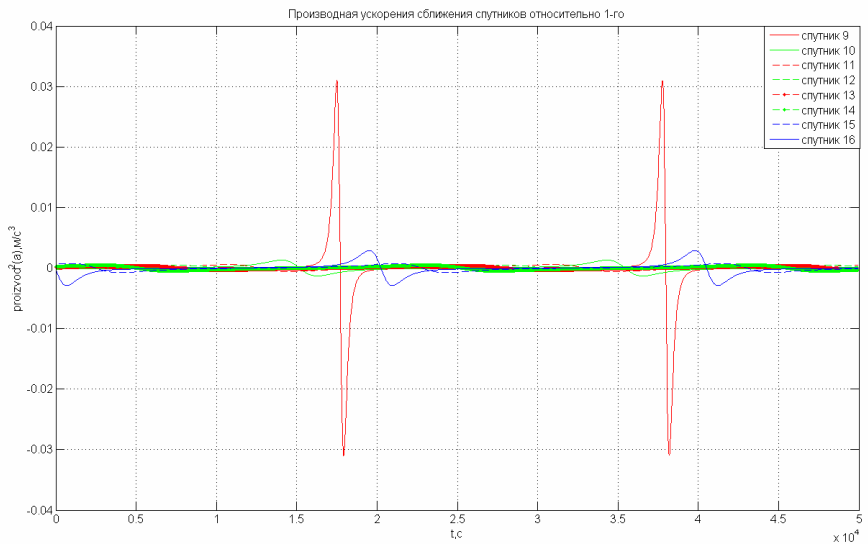


Рис. 4. Производная ускорения между спутниками второй орбитальной плоскости и первым спутником первой орбитальной плоскости

Из приведённых графиков получены следующие показатели динамики относительного движения спутников: $\vartheta_{\text{макс}} = 6$ км/с; $a_{\text{макс}} = 14{,}5$ м/с^2; $a'_{\text{макс}} = 3{,}2\cdot10^{-2}$ м/с^3.

Дополнительно рассчитана зависимость второй производной ускорения от времени, в результате чего показано, что максимальное значение второй производной ускорения достигает $a''_{\text{макс}} = 2{,}5\cdot10^{-4}$ м/с^3. Длительность одного сеанса связи, как указывалось выше составляет $T_{\text{изм}} = 5$ с. Изменение расстояния между спутниками за это время можно аппроксимировать полиномом. Чтобы оценить порядок этого полинома оценим вклад в изменение расстояния, м, вносимый второй производной ускорения:

$$\Delta_R = a''_{\text{макс}} \frac{T_{\text{изм}}^4}{24} = 6{,}51\cdot10^{-3}. \qquad (1)$$

Таким образом, отсутствие учёта второй производной ускорения при аппроксимации реальной зависимости взаимного расстояния от времени приведёт к ошибки аппроксимации не более $\Delta_R = 6{,}51\cdot10^{-3}$ м. Полученная ошибка достаточна мала и её можно пренебречь. При пересчёте в фазу сигнала ошибка составляет 16°, что существенно меньше апертуры фазового дискриминатора $\left(\pm\frac{\pi}{2}\right)$, поэтому ошибкой по фазе также можно пренебречь.

Расчетный вклад в изменение расстояния на рассматриваемом интервале времени за счёт:

производной взаимного ускорения, м,

$$\Delta_R = a'_{\text{макс}} \frac{T_{\text{изм}}^3}{6} = 0{,}667; \qquad (2)$$

взаимного ускорения, м,

$$\Delta_R = a_{\text{макс}} \frac{T_{\text{изм}}^2}{2} = 181. \qquad (3)$$

Таким образом, отсутствие учёта производной ускорения в модели движения приведёт к незначительной ошибке аппроксимации, достигающей $\Delta_R = 0{,}667$ м.

В результате, принимается аппроксимация входного воздействия на интервале измерений в виде полинома второго порядка:

$$R(t) = R_0 + \vartheta_0 t + a_0 \frac{t^2}{2}. \qquad (4)$$

Полученную модель изменения псевдодальности планируется использовать при синтезе сглаживающих фильтров, которые работают на длительности всего интервала измерений.

Список литературы

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. – изд. 3-е, перераб. – М. : Радиотехника, 2005. – 688 с.

2. www.mai.ru/science/trudy/ Электронный журнал «Труды МАИ». – Вып. № 34.

3. Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ (редакция пятая). – М. : 2002.

МЕТОДЫ СЕЙСМОРАЗВЕДКИ

В. В. Какоткин, А. А. Абдулхаков, Н. Ф. Мязитов,
М. М. Валиханов (научный руководитель), В.И. Кокорин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: vadim_kakotkin@mail.ru

Приведено описание методов сейсморазведки и их особенностей.

Сейсморазведка – геофизический метод изучения геологических объектов с помощью упругих колебаний – сейсмических волн. Этот метод основан на том, что скорость распространения и другие характеристики сейсмических волн зависят от свойств геологической среды, в которой они распространяются: от состава горных пород, их пористости, трещиноватости, флюидонасыщенности, напряжённого состояния и температурных условий залегания. Геологическая среда характеризуется неравномерным распределением этих свойств, то есть неоднородностью, что проявляется в отражении, преломлении, рефракции, дифракции и поглощении сейсмических волн.

Геофизическая разведка является одним из наиболее прогрессивных современных средств изучения земных недр. Исследование разнообразных физических явлений на поверхности земли, в горных выработках и скважинах позволяет делать выводы о структурных особенностях и составе горных пород, наличии залежей полезных ископаемых.

Диапазон глубин геологического разреза, исследуемых сейсморазведкой чрезвычайно широк: он начинается от первых метров при изучении донных осадков и решении инженерных задач и доходит до десятков километров при изучении неоднородностей земной коры и верхней мантии. Однако основные объемы и результаты сейсмического метода связаны с поисками месторождений нефти и газа на глубинах 0,5–6 км. При поисках нефти и газа достигнута высокая геологическая и экономическая эффективность метода, которая превратила его в промышленную отрасль, определяющую решение топливно-энергетических задач. Затраты на нефтяную сейсморазведку достигают 90–95 % от общих объемов полевой геофизики.

Методы сейсморазведки различают по многим признакам: природе используемых волн, их физическому типу, пространству наблюдений, способу записи колебаний, объектам исследований, приёмам обработки и др.

Основным методом сейсморазведки, получившим наибольшее практическое применение, является метод отражённых волн (МОВ). Ими можно одновременно изучать осадочную толщу по многим горизонтам на различных глубинах вплоть до фундамента, а также структурно-тектоническое строение последнего. Это – ведущий метод разведочной геофизики при решении разнообразных задач структурной и нефтегазовой геологии. МОВ обладает высокой разрешающей способностью, позволяя с большой детальностью изучать строение близко расположенных геологических неоднородностей.

В зависимости от частотного диапазона используемых колебаний различают низкочастотную (ниже 10–15 Гц), среднечастотную (от 10–15 до 80–100 Гц) и высокочастотную (выше 80–100 Гц) сейсморазведку. При помощи низкочастотной сейсморазведки можно изучать земную кору на всю её глубину. Использование высоких частот позволяет значительно повысить детальность исследований, называемых высокоразрешающей сейсморазведкой. Однако в области высоких частот трудно обеспечить необходимую глубинность излучения разреза из-за сильного поглощения колебаний в геологических средах, особенно – в их верхней части. Исследования, называемые сейсмоакустическими, производят на частотах в сотни и тысячи герц при близком расположении источника от приёмника.

Запись сейсмических волн, зарегистрированная сейсмоприемником в одной точке на поверхности при неизменном положении источника колебаний, представляет сейсмическую трассу. Фактически, сейсмическая трасса является зависимостью амплитуды регистрируемых волн от времени, т. е. $A(t)$. Совокупность зарегистрированных сейсмических трасс, сгруппированных по определенному признаку, называется сейсмограммой.

Создано большое число технических и методических средств, а также способов обработки и интерпретации наблюдений, приспособленных к разнообразным условиям проведения сейсморазведки. Некоторыми наиболее известными из них, называемыми методами, являются: а) метод общей средней (глубинной) точки, позволяющий при обработке наблюдений МОВ, выполненных по методике многократных перекрытий, повысить надёжность прослеживания сейсмических горизонтов путём суммирования волн, отражённых от одних участков глубинных границ; б) метод средних скоростей, являющийся способом построения сейсмических границ в предположении однородности покрывающей их толщи; в) метод регулируемого направленного приёма, предназначенный для разделения и интерпретации волн условиях их тесной интерференции; г) поляризационный метод, основанный на многокомпонентной записи волнового поля с целью выделения и интерпретации различно поляризованных волн; д) метод невзрывной сейсморазведки, использующий ударные или вибрационные источники; е) метод глубинного сейсмического зондирования, исследующий всю толщу земной коры вплоть до верхней мантии; ж) метод обменных волн землетрясений, изучающий в разведочных целях естественные упругие поля, возбуждаемые землетрясениями. Как видно, методы сейсморазведки классифицируют по различным признакам, поэтому конкретные работы часто можно отнести сразу к нескольким методам, например поляризационный метод ВСП с невзрывными источниками.

Отдельные методы и методики обладают ограниченными возможностями в отношении глубинности, детальности и точности исследований геологических объектов. Поэтому часто применяют комплекс методов сейсморазведки, что позволяет наиболее полно решать поставленные геологические задачи. При выборе комплекса методов следует учитывать экономическую сторону вопроса.

Условия проведения сейсморазведки создают вполне определённые технологические и методические ограничения, поэтому сейсморазведка подразделяется на наземную (сухопутную), морскую и речную. Специфические черты имеют шахтная и скважная сейсморазведки, где упругие волны наблюдают непосредственно внутри среды.

При сейсморазведке на акваториях применение взрывов запрещено в целях сохранения фауны. Поэтому возбуждение упругих волн производится электроискровыми источниками, газовзрывными установками или пневматическими излучателями. В отличие от взрывов при таком возбуждении волн амплитуда и давление на фронте ударной волны меньше, что оказывается неопасным для фауны. Съемки ведутся как по отдельным профилям (галсам), так и в виде площадных работ на морских полигонах.

Сейсморазведка на акваториях может осуществляться автоматически при движении судна с установленной на нем сейсморазведочной станцией. Она может быть одно- и двухканальной, используемой при непрерывном сейсмическом профилировании (НСП), или многоканальной. Возбуждение колебаний производится периодически через несколько секунд. С помощью плавающей сейсмической косы упругие колебания улавливаются и автоматически регистрируются.

Морские сейсмические станции, особенно цифровые, интересны тем, что наряду с автоматическим проведением работ обеспечивают автоматическую обработку материалов с помощью ЭВМ.

В зависимости от целевого назначения и, соответственно, глубинности исследований различают региональную, нефтяную, угольную, рудную, инженерную сейсморазведку и некоторые другие её разновидности.

Изучение отражённых, преломлённых, рефрагированных и других типов волн с целью выявления пространственного распределении и количественной оценки упругих и других свойств геологической среды составляет содержание методов сейсморазведки и определяет их разнообразие.

Сотрудниками ФГОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» был создан аппаратно-программный комплекс для производства 2D сейморазведочных речных работ. Аппаратно-программный комплекс прошел испытания в 2008 и 2009 гг. на реках Красноярского края Ангара, Бирюса, Чуна, Тасеево с использованием спутникового радионавигационного комплекса МРК-32.

Список литературы

1. Боганик, Г. Н. Сейсморазведка : учеб. пособие / Г. Н. Боганик, И. И. Гурвич // АИС, 2006. – 744 с.

2. Какоткин, В. В. Навигационное обеспечение сейсморазведочных работ / В. В. Какоткин, М. М. Валиханов, В. И. Кокорин // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. / науч. ред. : А. И. Громыко, А. В. Сарафанов. – Красноярск : ИПК СФУ, 2009.

АДАПТИВНЫЙ КОМПЕНСАТОР СТРУКТУРНОЙ ПОМЕХИ

Т. В. Краснов, В. Н. Бондаренко (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: bers-redhold@yandex.ru

Приведены результаты разработки и моделирования адаптивного компенсатора структурной помехи для приемоиндикаторов широкополосной радионавигационной системы. Предложена схема адаптивного компенсатора, обеспечивающего подавление структурной помехи на 40 дБ.

В радионавигационных системах (РНС) с кодовым разделением сигналов уровень взаимных помех определяется корреляционными свойствами используемых шумоподоб-

ных сигналов (ШПС). Для средневолновых широкополосных РНС большой дальности действия превышение мешающего сигнала над полезным может достигать 80 дБ. В этих условиях нормальная работа бортовых станций на минимальных удалениях от опорных станций (ОС) порядка 1–5 км возможна при организации отдельного канала передачи данных с использованием дополнительного временного разделения ШПС: навигационного сигнала (ШПС1) и информационного сигнала (ШПС2) [1]. Однако при такой организации канала передачи данных имеют место энергетические потери 3 дБ (скважность каждого из сигналов ШПС1 и ШПС2 равна двум), а также снижение темпа выдачи результатов измерения радионавигационных параметров (дискретность – $2T_{\text{ц}}$, где $T_{\text{ц}}$ – длительность цикла навигационных сигналов).

От указанных недостатков свободен совмещенный канал (передача данных в формате навигационного сигнала), что возможно при условии, что мешающий сигнал (наиболее близкой ОС) превышает полезный сигнал (максимально удаленной станции) не более чем на 40 дБ. Это обуславливает необходимость ограничения рабочей зоны РНС минимальной дальностью $D_{\min} = 50$ км (по каждой ОС) при $D_{\max} = 600$ км.

Актуальность работы заключается в необходимости снятия ограничений на рабочую зону РНС с совмещенным каналом передачи данных при заданных показателях точности и помехоустойчивости системы. Это требует дополнительного подавления мощных структурных помех с помощью автокомпенсатора.

В средневолновом диапазоне наиболее перспективным видом широкополосной кодовой модуляции является минимальная частотная манипуляция (МЧМ). Шумоподобные сигналы с МЧМ – это класс частотно-манипулированных ШПС с непрерывной фазой и индексом манипуляции равным 0,5, которые можно описать выражениями [2]:

$$s(t) = \sqrt{2P_c}\cos\left[2\pi f_0 t + \Theta(t)\right] = \sqrt{2P_c}\left[I(t)\cos(2\pi f_0 t) - Q(t)\sin(2\pi f_0 t)\right],$$

$$\Theta(t) = \frac{\pi}{2T}\int_0^t d(t)\,dt,$$

где P_c – мощность сигнала; f_0 – несущая (центральная) частота (начальная фаза равна нулю); $\Theta(t)$ – функция, определяющая закон угловой модуляции; $I(t) = \cos\Theta(t)$ и $Q(t) = \sin\Theta(t)$ – действительная и мнимая компоненты нормированной комплексной огибающей; $d(t)$ – двоичный модулирующий сигнал, соответствующий кодовой псевдослучайной последовательности (ПСП) $d_0, d_1, \ldots, d_{N-1}$ с элементами $d_k \in \{-1, +1\}$; N – длина кодовой ПСП, определяющая период $T_{\text{п}} = NT$ повторения ШПС; T – длительность элемента ШПС. В качестве модулирующих ПСП для каждой ОС используются циклические сдвиги M-последовательности длиной $N = 2^{14} - 1 = 16383$.

Структурная помеха (СП) также представляет собой ШПС с минимальной частотной манипуляцией, отличающийся от полезного сигнала амплитудой, временем запаздывания и частотным сдвигом.

В отсутствие дополнительной цифровой модуляции корреляционные свойства периодических МЧМ-ШПС характеризуются уровнем боковых лепестков нормированной периодической автокорреляционной функции (ПАКФ) равным $1/N$ по модулю (при использовании M-последовательности длины N). Дополнительная фазовая модуляция МЧМ-ШПС при использовании совмещенного канала приводит к увеличению уровня боковых лепестков нормированной ПАКФ до значения порядка $1/\sqrt{2N}$ (эффективное значение) при максимальном значении $R_{\max} \approx 2/\sqrt{N}$ [2].

Подавление структурной помехи в корреляторе навигационного приемника составляет 43 дБ при динамическом диапазоне сигналов опорных станций 80 дБ, что требует дополнительного подавления структурной помехи на 40 дБ.

В настоящее время для борьбы со структурными помехами широко используют компенсаторы, в которых структурную помеху обнаруживают в приемнике мешающего сигнала, формируют оценку структурной помехи, а затем вычитают эту оценку из входного сигнала [3]. Для формирования оценки структурной помехи приемником мешающего сигнала за время периода ШПС выделяют информационный сигнал и этим информационным сигналом модулируют опорный широкополосный сигнал этого же приемника. Недостатком таких компенсаторов является необходимость применения блока задержки входного сигнала на время, необходимое для выполнения корреляции входного и опорного сигналов, а также невысокая точность синхронизации канала формирования копии помехи и, как следствие, низкая эффективность подавления структурной помехи.

Для подавления СП с высокой эффективностью компенсатор должен с высокой точностью осуществлять синхронизацию по времени, фазе несущей частоты СП, определять амплитуду, а также компенсировать СП в режиме реального времени.

Для определения требований к точности синхронизации произведено моделирование адаптивного компенсатора структурной помехи. В результате моделирования установлено, что для обеспечения подавления помехи на уровне 40 дБ при идеальной кодовой синхронизации и известной амплитуде СП допустимое рассогласование по фазе несущей составляет 0,01 рад, тогда как при идеальной фазовой синхронизации допустимое рассогласование по времени составляет $0{,}00635T$ = 15 нс. На рис. 1 показана область допустимых значений абсолютной погрешности синхронизации по фазе и задержке. Допустимая относительная погрешность оценки амплитуды помехи составляет 0,01 при идеальных фазовой и кодовой синхронизации.

Структурная схема устройства компенсации СП содержит систему фазовой синхронизации (СФС), систему кодовой синхронизации (СКС), блок оценки амплитуды (БОА) и квадратурный модулятор (КМ) для формирования копии СП (рис. 2).

Функциональная схема компенсатора СП представлена на рис. 3, где используются следующие обозначения: ПФ1 и ПФ2 – петлевые фильтры, ФНЧ – фильтр нижних частот, SIGN – блок вычисления знаковой функции, Σ – интегратор, ФОС1 и ФОС2 – формирователи опорных сигналов: квадратурных видеочастотных сигналов $I = I(t-\tau)$ и $Q = Q(t-\tau)$ и квадратурных сигналов несущей частоты $\cos\Phi$ и $\sin\Phi$, $\Phi = \omega_0 t - \varphi$.

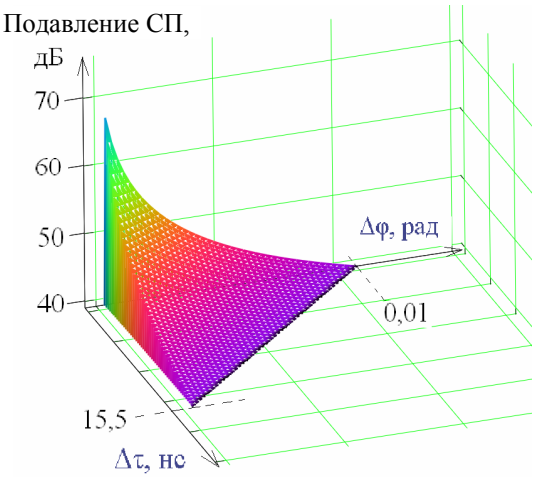


Рис. 1. Область допустимых значений абсолютной погрешности синхронизации по фазе и задержке

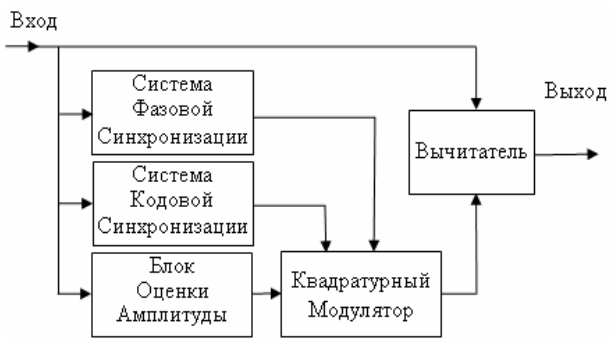


Рис. 2. Структурная схема устройства компенсации СП

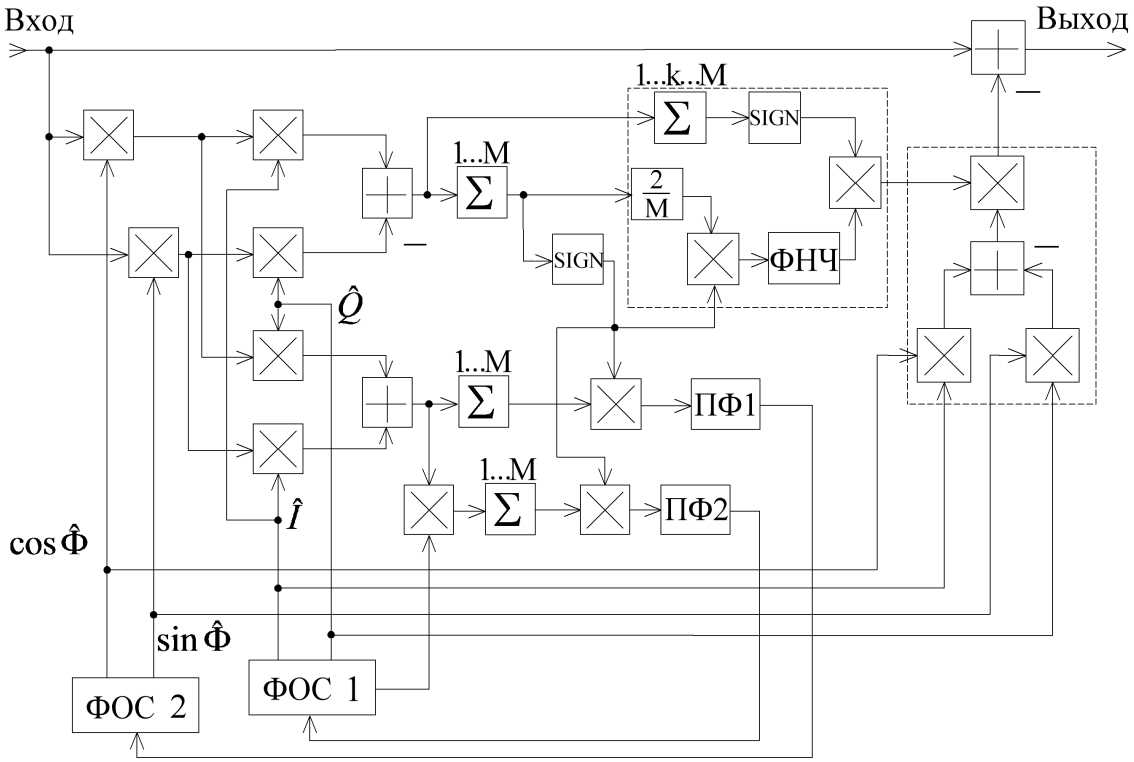


Рис. 3. Функциональная схема компенсатора СП

Результат z_1 интегрирования на интервале $T_п$ в синфазном канале ФД поступает в БОА, формирующий оценку амплитуды: $A = 2|z_1|/M$, где $M = T_п / T_д$ – число отсчетов на интервале интегрирования, $T_д$ – интервал дискретизации. Блок оценки амплитуды также формирует оценку информационного символа СП на момент $t = kT$ на основе накопления результатов поэлементной обработки входного ШПС: $D_k = \text{sign}(Z_{1k})$.

Квадратурный модулятор формирует копию СП с использованием полученных оценок амплитуды с учетом информационного символа СП, оценок задержки и фазы несущей СП. Компенсация СП производится вычитанием сформированной копии СП из входного сигнала, представляющего собой смесь полезного сигнала, структурной помехи и гауссовского шума.

Для обеспечения требуемой точности фазовой и кодовой синхронизации в схеме компенсатора используются оптимальные дискриминаторы периодического ШПС с МЧМ [3, 4], а в качестве петлевых фильтров применяются астатические фильтры. Дискриминационные характеристики представлены на рис. 4: *а* – фазового дискриминатора (ФД), *б* – когерентного временного дискриминатора (ВД).

На рис. 5 представлены результаты имитационного моделирования адаптивного компенсатора помех в отсутствие шума и амплитуде СП $A = 1$: зависимость СП на выходе компенсатора от времени при начальной ошибке синхронизации по задержке $0{,}5T$ и по фазе 0,5 рад.

По завершении переходного процесса, составляющего около 1 с при выбранных параметрах фильтров, компенсатор обеспечивает подавление СП около 60 дБ.

В условиях воздействия шума степень подавления СП определяется погрешностью оценок амплитуды, задержки и фазы СП. При отношении сигнал/шум в полосе информационного символа $q \geq 20$ дБ подавление СП составляет не менее 40 дБ.

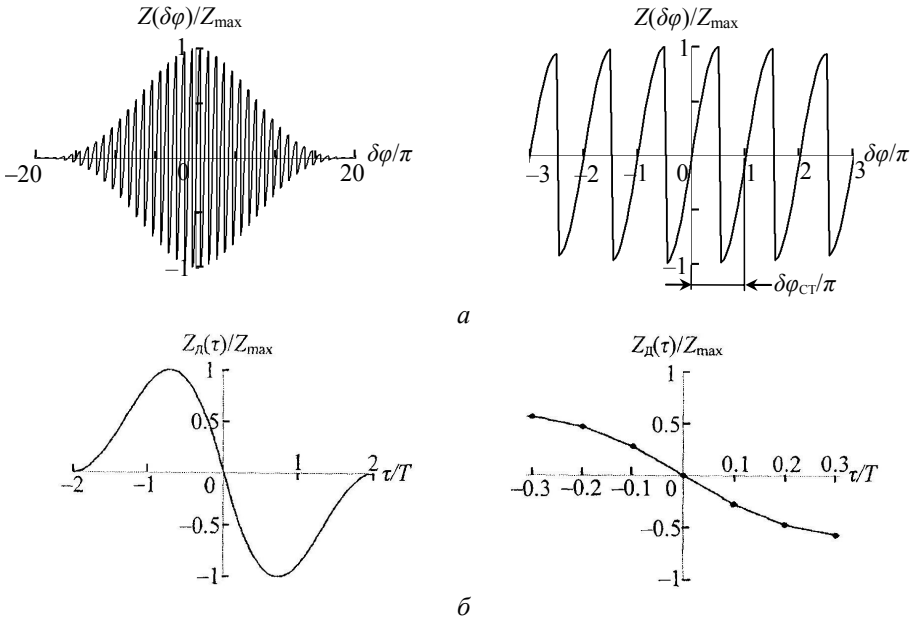


Рис. 4. Дискриминационные характеристики:
а – фазового дискриминатора; *б* – когерентного временного дискриминатора

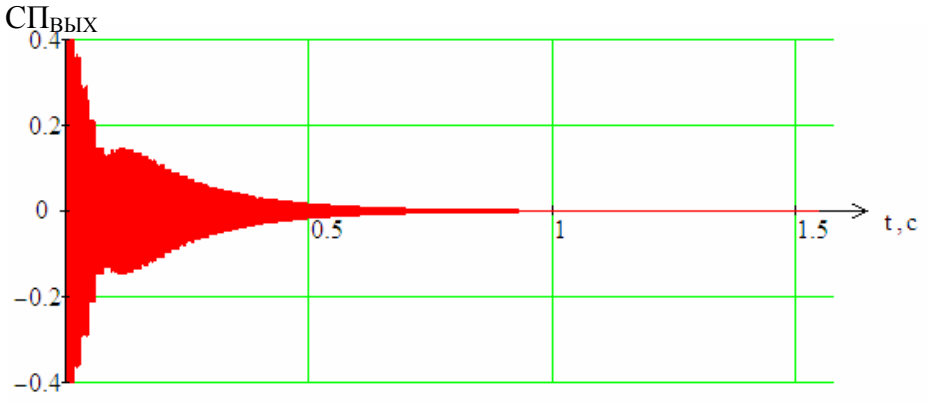


Рис. 5. Зависимость СП на выходе компенсатора от времени

Предложенный адаптивный компенсатор структурной помехи позволяет повысить помехоустойчивость приемника ШПС с МЧМ: допустимый уровень структурной помехи с использованием адаптивного компенсатора СП составляет около 80 дБ.

Список литературы

1. Широкополосная радионавигационная система для морских потребителей / В. Н. Бондаренко, А. М. Алёшечкин, В. И. Кокорин и др. // VI Росс. НТК «Соврем. сост. и пробл. навиг. и океанографии» НО–2007. – Тр. конф. – СПб., 23–25 мая 2007 г.

2. Бондаренко, В. Н. Корреляционные свойства шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией при дополнительной цифровой модуляции / В. Н. Бондаренко, А. Г. Клевлин // Изв. вузов России. – Радиоэлектроника. – 2008. – Вып.2. – С. 3–10.

3. Бондаренко, В. Н. Система фазовой синхронизации приёмника периодического шумоподобного сигнала / В. Н. Бондаренко // Радиотехника и электроника. – 2009. – Т. 54. – № 2. – С. 1–8.

4. Бондаренко, В. Н. Система кодовой синхронизации приёмника периодического шумоподобного сигнала / В. Н. Бондаренко // Изв. вузов России. – Радиоэлектроника. – 2008. – Вып.1. – С. 3–13.

ПРИМЕНЕНИЕ ГНСС ГЛОНАСС И GPS ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ДЕФОРМАЦИИ ЛИТОСФЕРНЫХ ПЛИТ

С. И. Пруткин, И. Н. Сушкин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-Mail: isushkin@sfu-kras.ru

Очаг землетрясений можно определить как источник сейсмических колебаний или как некоторое внутриземное пространство, из которого излучена сейсмическая энергия. Очаг – это пространство (объем), внутри которого заключены все сопровождающие землетрясение первичные деформации. По представлению большинства специалистов, первичной информацией при любом тектоническом землетрясении является подвижка по какому-либо разрыву в недрах Земли или новый разрыв. В первом приближении очаговую область можно понимать как пространство, ограничивающее первичный разрыв при землетрясении [1].

Почти на всей территории Японии существует сеть уровнемерных станций и линий высокого нивелирования. Именно с помощью повторного нивелирования изучены движения земной поверхности, вызванные известным Токийским землетрясением 1923 года, в результате которого погибло 143 тысячи человек. Вблизи эпицентра с 1895 по 1910 год поверхность понижалась примерно на 1,4 сантиметра ежегодно, но затем вплоть до самой катастрофы происходило постепенное повышение, завершившееся скачкообразным поднятием берега до полутора метра при самом толчке.

Яркий пример аномальных перемещений поверхности при землетрясениях дает исследование около города Ниигата. Нивелирование здесь было осуществлено по одним и тем же трассам пять раз до и два раза после землетрясения. С 1900 по 1950 год земная поверхность медленно и равномерно поднималась. С 1951 года скорость поднятия возросла примерно в десять раз, достигнув одного сантиметра в год. В 1964 году во время самого землетрясения с магнитудой 7,5 вблизи эпицентра земля резко опускалась. Подобные изменения наблюдались в Японии не однократно, они обнаружили определенную закономерность.

Японский геодезист И. Фуджи, новозеландский геолог Г. Ленсен и советский исследователь современных движений земной коры Ю.А. Мещеряков независимо друг от друга выделили на фоне вековых последовательные фазы движений: предсейсмическую, косейсмическую (одновременно с землетрясением) и послесейсмическую. Чем длительнее проявляются аномальные движения (предсейсмическая фаза), тем больше энергия последующего толчка.

Если говорить о пространственных соотношениях, то и тут выявилось важное явление: магнитуда землетрясений оказывается тем выше, чем больше размеры участка аномальных предшествующих движений [1, с. 110].

Самая ранняя модель упругой отдачи разработана американским ученым Г. Рейдом по следам катастрофического Сан-Францисского землетрясения 1906 года – в значительной мере именно по результатам повторных геодезических измерений в Калифорнии на разломе Сан-Андреас. Модель предполагает постоянное тектоническое перемещение двух крупных соседних блоков относительно друг друга. При возникновении препятствия перемещения на каком-либо участке здесь происходят деформации и местное накопление напряжений до определенного предела. Внезапное высвобождение энергии упругой деформации в каком-то ограниченном пространстве заблокированного участка происходит одновременно с резкой подвижкой вдоль разрыва. Это и порождает упругие сейсмические волны в окружающей среде [1].

Модели семидесятых годов основаны в большей степени на современных теоретических знаниях и лабораторных экспериментах. Они исходят из того, что и подготовка землетрясений, и сами землетрясения распадаются на стадии. Различия между стадиями заключаются в характере и скорости изменения деформаций и напряжений. Большое значение придается формированию из отдельных рассеянных трещин так называемого магистрального разрыва и изменениям объема на рассматриваемом участке в результате открытия и закрытия трещин и пор и перераспределению воды в породе.

В настоящее время данный способ не удалось еще использовать нигде реально для целей прогноза. Прежде всего, очень мало участков, где наблюдения были длительны и велись с достаточной частотой, чтобы уверенно выделять предсейсмические аномальные движения [1].

Из вышеизложенного можно сделать вывод: при длительном наблюдении перемещения тектонических плит относительно друг друга (предсейсмическая фаза землетрясения) можно спрогнозировать землетрясение и его предполагаемую магнитуду, для этого необходимо отследить изменение направления перемещения.

Процесс нивелирования геодезическими методами предполагает большие физические затраты в связи с этим не может обеспечить непрерывность наблюдения. Устранить эти недостатки можно, используя спутниковые навигационные системы ГЛОНАСС и GPS. Для высокоточного измерения перемещения тектонических плит можно использовать относительные измерения двух точек, оснащенные навигационной аппаратурой, находящихся на разных тектонических плитах на максимально близком расстоянии.

Применение относительных измерений местоположения двух объектов сводится к определению расстояния между этими объектами, т. е. «базовой линией», по синхронным наблюдениям созвездия спутников в этих точках.

Результаты фазовых измерений псевдодальностей в двух точках содержат близкие по значению погрешности, вызываемые уходом часов спутников и приемников, неточностью эфемерид спутников, ионосферными и тропосферными задержками и др.

Можно предположить, при условии близости двух точек и работы навигационной аппаратуры от высокостабильного генератора, что разности таких измерений будут практически лишены указанных погрешностей. В ходе обработки вычисляют разности трех типов: первые, или простые, – из измерений на двух пунктах на один и тот же спутник; вторые – из первых разностей на разные спутники; третьи – из вторых разностей измерений в разные эпохи.

Первые разности. Представим расстояние от пункта A до спутника уравнением вида

$$\Phi(t) = \frac{1}{\lambda} R(t) - N(t) + f\Delta t(t), \qquad (1)$$

где $\Phi(t)$ – разность фаз сигнала принимаемого со спутника и опорного генератора аппаратуры потребителя в момент измерения; λ – длина волны излучаемого спутником сигнала; $R(t)$ – геометрическое расстояние от пункта A до спутника вычисляемое по формуле

$$R_i = \sqrt{(x_{ci} - x)^2 + (y_{ci} - y)^2 + (z_{ci} - z)^2},$$

здесь x_{ci}, y_{ci}, z_{ci} – известные на момент измерения координаты i-го навигационного спутника (с учетом его перемещения за время распространения сигнала); x, y, z – координаты потребителя; $N(t)$ – целое число длин волн от навигационного спутника до пункта A (чис-

ло неоднозначности); f – несущая частота сигнала навигационного спутника; $\Delta t(t)$ – отклонения часов навигационной системы от часов навигационной аппаратуры, обусловленной рассинхронизацией опорных генераторов.

Пусть в пунктах A и B выполнены синхронные фазовые измерения на спутник s. Составим для каждого из измерений уравнение вида (1) и вычтем из первого уравнения второе, тогда

$$\Phi_B^S(t) - \Phi_A^S(t) = \frac{1}{\lambda^S}\left[R_B^S(t) - R_A^S(t)\right] - \left[N_B^S(t) - N_A^S(t)\right] + f^S\left[\Delta t_B(t) - \Delta t_A(t)\right]. \qquad (2)$$

Обозначая каждую разность одним символом с двумя нижними индексами, получим

$$\Phi_{AB}^S(t) = \frac{1}{\lambda^S} R_{AB}^S(t) - N_{AB}^S(t) + f^S \Delta t_{AB}(t). \qquad (3)$$

Неизвестными в уравнении (3) являются входящие в $R_{AB}^S(t)$ шесть координат X_A, Y_A, Z_A, X_B, Y_B, Z_B (или, если положить, что координаты пункта A известны, то три координаты X_B, Y_B, Z_B пункта B); постоянное для спутника S и пунктов A и B целое число N_{AB}^s и новая для каждой новой эпохи измерений разность смещений часов приемников $\Delta t_{AB}(t) = \Delta t_B(t) - \Delta t_A(t)$. При числе наблюдаемых спутников n_s и числе измерений n_t, число уравнений вида (3) будет равно $n_s n_t$. Число неизвестных равно $6 + n_s + n_t$. Для того чтобы можно было найти неизвестные, должно соблюдаться условие

$$n_s n_t \geq 6 + n_s + n_t.$$

Пусть $n_s = 5$, тогда число n_t должно быть не меньше трех. Если $n_s = 4$ то $n_t \geq 4$.

В первых разностях, кроме погрешности, обусловленной рассинхронизацией опорного генератора навигационного спутника с системным генератором (отклонение часов спутника), в значительной степени исключаются эфемеридная погрешность, ионосферная и тропосферная погрешности. Очевидно, чем ближе расположены пункты A и B, тем полнее компенсация этих ошибок.

Вторые разности. Если в пунктах A и B выполнены измерения на два спутника (s и $к$), то две простые разности, согласно (3), можно записать так:

$$\Phi_{AB}^S(t) = \frac{1}{\lambda^S} R_{AB}^S(t) - N_{AB}^S(t) + f^S \Delta t_{AB}(t),$$
$$\Phi_{AB}^K(t) = \frac{1}{\lambda^K} R_{AB}^K(t) - N_{AB}^K(t) + f^K \Delta t_{AB}(t).$$

Положим частоты равными, т.е. $f^s = f^k$ (в случае работы по навигационной системе GPS). Тогда, вычитая из второго уравнения первое и обозначая разности одним символом с двумя верхними индексами, получим окончательный вид уравнений второй разности

$$\Phi_{AB}^{SK}(t) = \frac{1}{\lambda} R_{AB}^{SK}(t) - N_{AB}^{SK}(t). \qquad (4)$$

Как видно, из вторых разностей исключены поправки часов приемников.

В одну эпоху наблюдений при числе одновременно наблюдаемых спутников n_s можно составить $n_s - 1$ независимую вторую разность вида (4). Если число эпох равно n_t, то общее число уравнений (4) будет равно $(n_s - 1)n_t$. Число неизвестных следующее: шесть координат пунктов A и B и $n_s - 1$ числа N. Таким образом, число неизвестных равно $6 + (n_s - 1)$. Чтобы число уравнений оказалось не меньше числа определяемых неизвестных, должно соблюдаться условие

$$(n_s - 1)n_t \geq 6 + (n_s - 1).$$

При $n_s = 5$ число эпох должно быть не меньше трех, а при наблюдении четырех спутников – не менее трех.

Третьи разности. Чтобы исключить независимые от времени неоднозначности N используют третьи разности, которые образуются в результате вычитания вторых разностей двух эпох.

Для двух эпох t_1 и t_2 уравнение вида (4) будет записано так:

$$\Phi_{AB}^{SK}(t_1) = \frac{1}{\lambda} R_{AB}^{SK}(t_1) - N_{AB}^{SK},$$
$$\Phi_{AB}^{SK}(t_2) = \frac{1}{\lambda} R_{AB}^{SK}(t_2) - N_{AB}^{SK}.$$

В данном случае при непрерывном наблюдении величина N_{AB}^{S} и значение N_{AB}^{K} остается постоянными, а соответственно и постоянна разница между ними.

Образуя их разность, получим уравнение

$$\Phi_{AB}^{SK}(t_{12}) = \frac{1}{\lambda} R_{AB}^{SK}(t_{12}). \qquad (5)$$

Число уравнений вида (5) равно $(n_s - 1)(n_t - 1)$, число неизвестных равно шести: это координаты пунктов A и B. Из необходимого неравенства

$$(n_s - 1)(n_t - 1) \geq 6$$

можно получить $n_s \geq (n_s + 5)/(n_s - 1)$.

Это означает, как и в предыдущем случае, что при наблюдении четырех спутников необходимо не менее трех эпох наблюдений.

Решая систему уравнений вида (5), можно вычислил, координаты пунктов A и B. При избыточном числе измерений задача решается по методу наименьших квадратов. Для этого по кодовым псевдодальностям автономным позиционированием определяют приближенные координаты станций. На втором этапе уточняют их по вторым разностям. Завершают вычисления путем обработки третьих разностей.

Список литературы

1. Никонов, А. А. Землетрясения… Прошлое, современность, прогноз / А. А. Никонов. – изд. 2-е, стереотип. – М. : КомКнига, 2006. – 192 с.

2. Певнев, А. К. Прогнозировать землетрясения можно / А. К. Певнев // Вестн. Росс. Акад. наук. – 1998. – Т. 68. – № 11. – С. 999–1006.

3. Пискулин, В. А. О деформации земной поверхности в районе Газли / В. А. Пискулин, А. П. Райзман // Геодезия и картография. – 1985. – № 9.

РЕАЛИЗАЦИЯ И ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ПРИЕМОИНДИКАТОРА ШИРОКОПОЛОСНОЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

Я. И. Сенченко, Е. В. Кузьмин

Сибирский федеральный университет
660041, Красноярск, пр. Свободный, 79
E-mail: ekuzmin@sfu-kras.ru

Средствами Xilinx System Generator for DSP и MATLAB-Simulink разработаны формирователь шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией и цифровая система фазовой синхронизации приемоиндикатора широкополосной радионавигационной системы. Представлены результаты эмуляции и ко-симуляции проектов, реализующих рассмотренные устройства.

В настоящее время при реализации алгоритмов формирования и обработки сигналов радионавигационных систем разработчиками применяются языки описания технических средств низкого уровня, например – VHDL. Низкий уровень наглядности и громоздкость получаемых проектов зачастую затрудняют их отладку, что приводит к увеличению сроков и стоимости разработки. Пакет Xilinx System Generator for DSP, сопрягаемый с оболочкой Simulink является интерактивным инструментом, полностью интегрированным с MATLAB, для моделирования, имитации, реализации и анализа динамических систем. Его преимуществами при реализации алгоритмов цифровой обработки сигналов являются наглядность проектов, легкость отладки и визуализации, что обеспечивает сокращение сроков разработки [1, 2].

Цель работы: разработка и реализация формирователя шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией и цифровой системы фазовой синхронизации (СФС) приемоиндикатора широкополосной радионавигационной системы на основе программного обеспечения Xilinx System Generator for DSP и MATLAB-Simulink.

Шумоподобный сигнал с минимальной частотной манипуляцией (ШПС-МЧМ) можно сформировать квадратурным способом. Математическое выражение сигнала имеет вид [3]

$$s(t) = I(t)\cos(2\pi f_0 t) - Q(t)\sin(2\pi f_0 t), \qquad (1)$$

где $I(t) = \cos\Theta(t)$ и $Q(t) = \sin\Theta(t)$ – действительная и мнимая компоненты комплексной огибающей соответственно; f_0 – средняя частота спектра сигнала; $\Theta(t) = \frac{\pi}{2T}\int_0^t d(t')dt'$ – составляющая полной фазы сигнала, $d(t) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \operatorname{rect}(t - iT)$; d_i – псевдослучайная последовательность (ПСП) длины N; T – длительность символа ПСП.

В пакете Xilinx System Generator for DSP доступен набор стандартных блоков, позволяющих эффективно решить задачи формирования и обработки сигналов, к примеру, блок «Linear feedback shift register» (линейный регистр сдвига с обратными связями) позволяет формировать М-последовательность заданной структуры.

Основным элементом системы фазовой синхронизации является фазовый дискриминатор (ФД) [4].

Блок-диаграмма ФД (блок Phase_Diskriminator) показан на рис. 1, *а*. На рис. 1, *б* подробно показано содержание данной блок-диаграммы.

Нормированная дискриминационная характеристика ФД показана на рис. 2. При эмуляции, фаза опорных сигналов изменялась от -2π до 2π с шагом $\pi/8$.

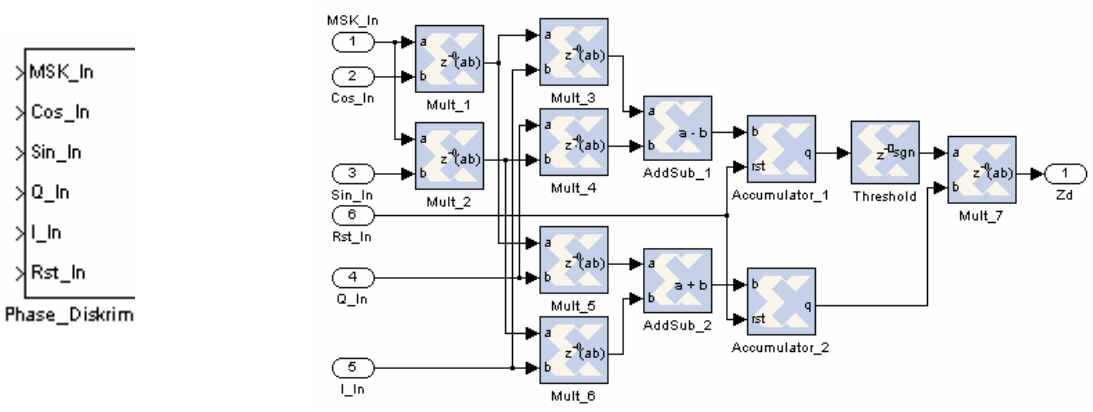


Рис. 1. Фазовый дискриминатор СФС, реализованный в Xilinx System Generator for DSP

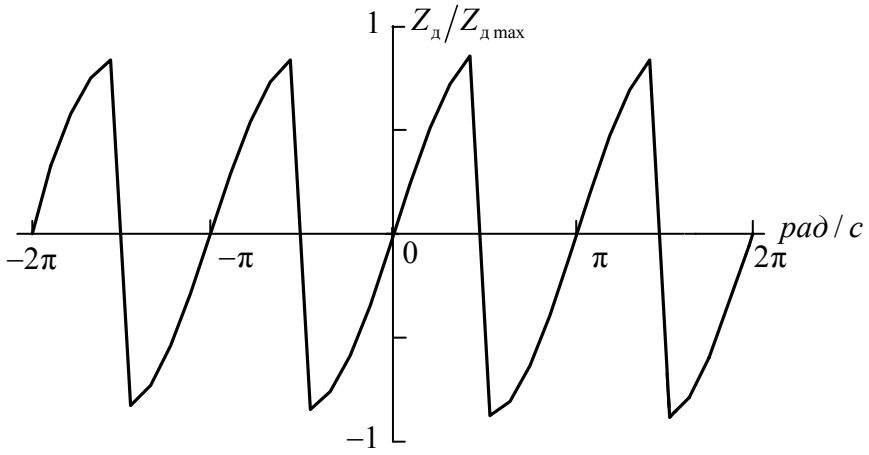


Рис. 2. Дискриминационная характеристика ФД

На рис. 3 представлены блок-диаграммы формирователя шумоподобного сигнала с минимальной частотной манипуляцией (MSK_GEN) и СФС, которая включает в себя: формирователь квадратурных синусной и косинусной составляющих (Form_I_Q); фазовый дискриминатор (Phase_Diskriminator); петлевой фильтр (filter), передаточная функция которого имеет вид $K(p) = K\left(1 + Tp\right)\big/ p^2$; подстраиваемый генератор (cos_sin_GEN) и генератор сброса (rst_GEN).

Временные диаграммы на рис. 4 иллюстрируют сегменты сигналов блока MSK_GEN, длительностью 50*T*, а именно: псевдослучайную последовательность (рис. 4, *а*), составляющую полной фазы сигнала (рис. 4, *б*), косинусную $I(t)$ и синусную $Q(t)$ составляющие сигнала (рис. 4, *в*, *г*) и сформированный ШПС-МЧМ (рис. 4, *д*). С использованием отладочного средства XtremeDSP Development Kit-IV (на основе ПЛИС Virtex4 xc4vsx35-10ff668) проведена ко-симуляция разработанного формирователя ШПС-МЧМ. Текущий спектр сформированного ШПС-МЧМ (физического сигнала), полученный с помощью прибора GSP-827, показан на рис. 5.

Результаты эмуляции цифровой системы фазовой синхронизации приёмоиндикатора широкополосной радионавигационной системы показаны на рис. 6, где представлены зависимости выходной величины фазового дискриминатора $Z_д$ от времени (рис. 6, *а*), а также оценка доплеровского сдвига частоты $\hat{F}_д$ от времени (рис. 6, *б*).

Эмуляция цифровой СФС выполнена при следующих параметрах: отношение сигнал/шум $q \to \infty$, доплеровский сдвиг частоты $F_д = 0; 0{,}1$ и $0{,}2$ Гц (кривые 1, 2, 3 соответственно).

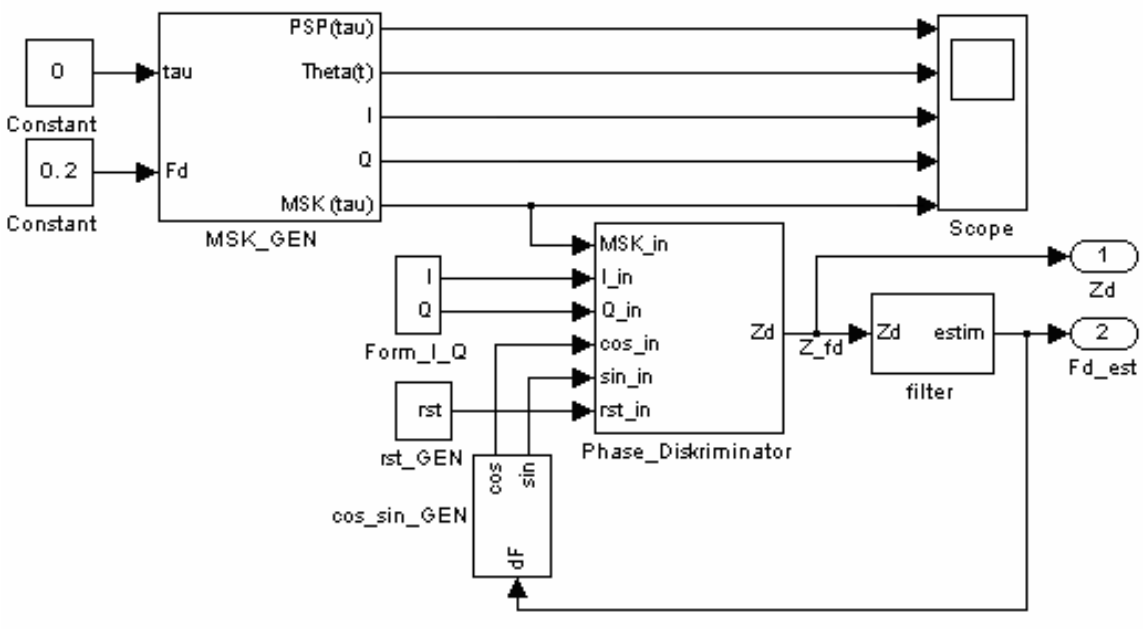


Рис. 3. Система фазовой синхронизации

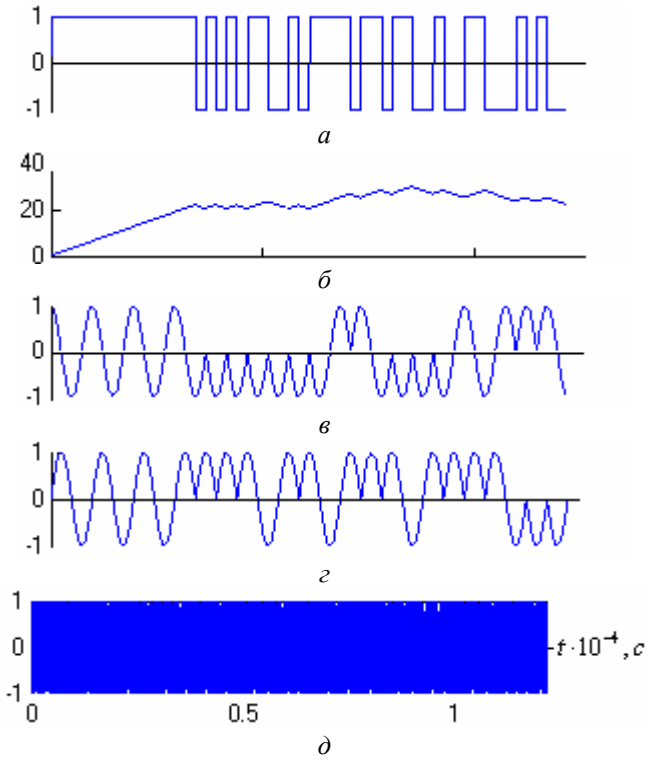


Рис. 4. Временные диаграммы

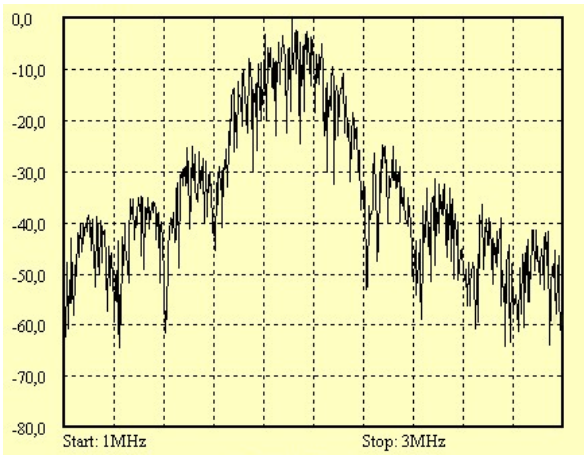


Рис. 5. Спектр ШПС-МЧМ

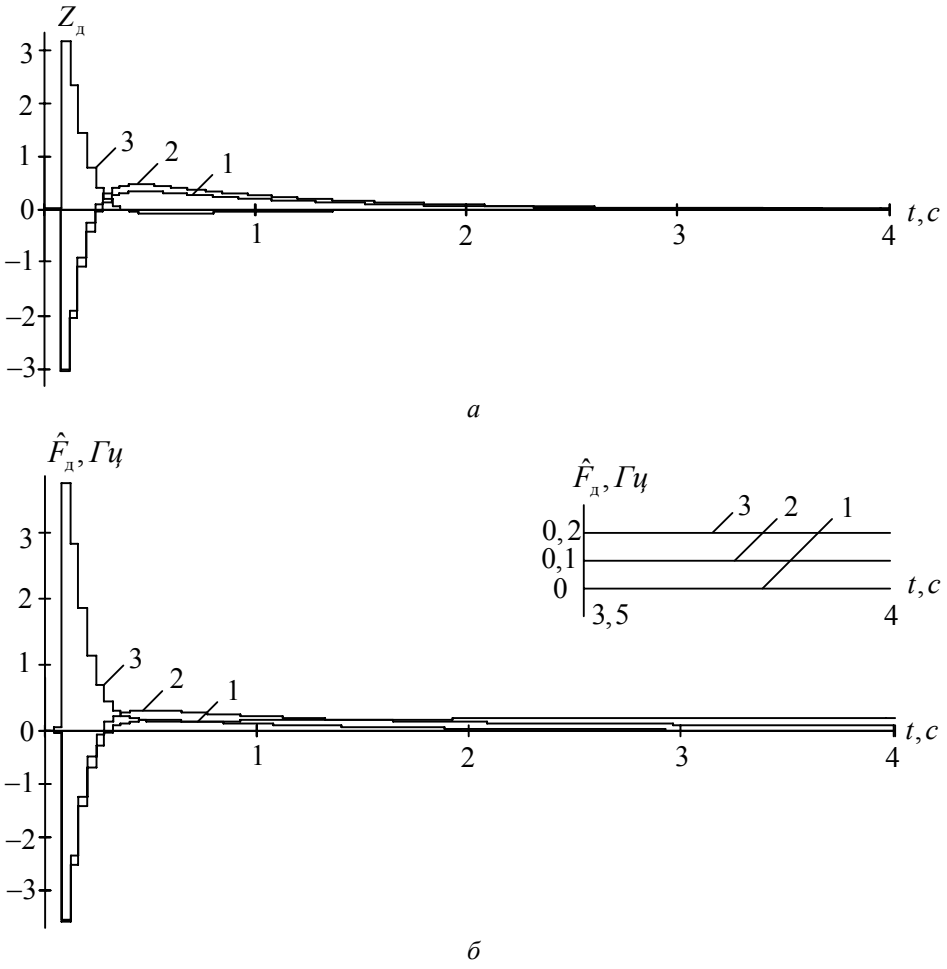


Рис. 6. Результаты эмуляции цифровой системы фазовой синхронизации приёмоиндикатора широкополосной радионавигационной системы

Выводы. Средствами Xilinx System Generator for DSP и MATLAB-Simulink, а также с использованием отладочного средства XtremeDSP Development Kit-IV (на основе ПЛИС Virtex4 xc4vsx35-10ff668) реализованы формирователь ШПС-МЧМ и система фазовой синхронизации приемоиндикатора перспективной радионавигационной системы. Результаты эмуляции и ко-симуляции свидетельствуют о том, что на основе современных средств проектирования (Xilinx System Generator for DSP) представляется возможным сравнительно быстро и эффективно реализовывать алгоритмы цифровой обработки сигналов применительно к задачам формирования и первичной обработки сигналов высокоточных радионавигационных систем. Разработанные формирователь ШПС-МЧМ и система фазовой синхронизации приемоиндикатора эффективно используются в НИИ Радиотехники СФУ при проведении работ по модернизации радионавигационной системы среднечастотного диапазона.

Список литературы

1. Дьяконов, В. П. MATLAB 6.5 SP1/7 + Simulink 5/6. Основы применения : науч. изд. / В. П. Дьяконов. – М. : СОЛОН-Пресс, 2005. – 798 с.

2. DSP Design Using System Generator [Электронный ресурс] / Режим доступа: http://www.xilinx.com/support/training/abstracts/dsp-sysgen.htm

3. Кузьмин, Е. В. Методы равновесовой обработки шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией / Е. В. Кузьмин // Электронное издание «Журнал радиоэлектроники» РАН. – № 9. – 2007. – Режим доступа: http://jre.cplire.ru/jre/sep07/2/text.html

4. Kuzmin E. V. Accelerated Phase-lock-loop Frequency Control Methods of User's Equipment in Perspective Radio Navigation Systems / E. V. Kuzmin // Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies 3 (2008 1). (Журн. Сибирского федерального университета. Сер. «Техника и технологии». – Т. 1. – № 3. – С. 276–286).

СПОСОБЫ НАХОЖДЕНИЯ ПСЕВДОГРАДИЕНТА ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ ПРИ ОЦЕНИВАНИИ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ДЕФОРМАЦИЙ ИЗОБРАЖЕНИЙ

А. М. Хорева, П. В. Смирнов, А. Г. Ташлинский (научный руководитель)

Ульяновский государственный технический университет
432027, Ульяновск, ул. Северный Венец, 32
E-mail: tag@ulstu.ru

Локальная выборка отсчетов изображений, используемая для нахождения псевдоградиента при оценивании параметров изображений, влияет как на характер сходимости оценок, так и на вычислительные затраты. В работе для задачи оценивания параметров межкадровых геометрических деформаций изображений рассмотрены подходы к вычислению псевдоградиента целевой функции по локальной выборке и текущим оценкам измеряемых параметров с учетом дискретности цифровых изображений. Выделено четыре способа вычисления псевдоградиента: первый способ не использует дифференцирование модели геометрических деформаций и целевой функции (компоненты псевдоградиента для параметров деформаций рассчитываются как нормированная разность двух оценок целевой функции); второй способ основан на аналитическом нахождении производной оценки целевой функции по яркости и оценке производной яркости по параметрам через конечные разности; третий способ предполагает возможность аналитического нахождения, как производной оценки целевой функции по яркости, так и частных производных модели деформаций по параметрам, производные же яркости по базовым осям изображения оцениваются через конечные разности; четвертый способ базируется на оценке производных целевой функции по базовым осям изображения через конечные разности и аналитическом нахождении производных модели деформаций по оцениваемым параметрам.

При оценивании параметров межкадровых геометрических деформаций изображений хорошо себя зарекомендовали псевдоградиентные процедуры [1, 2]. Пусть исследуемые кадры $Z^{(1)} = \left\{z_{\bar{j}}^{(1)} : \bar{j} \in \Omega\right\}$ и $Z^{(2)} = \left\{z_{\bar{j}}^{(2)} : \bar{j} \in \Omega\right\}$ изображений заданы регулярной сеткой отсчетов $\Omega = \left\{\bar{j} = \left(j_x, j_y\right)\right\}$, а целевая функция качества оценивания сформулирована в терминах нахождения экстремума некоторого функционала $\mathrm{J}(\overline{\alpha})$. Тогда псевдоградиентную процедуру можно записать как [3]:

$$\overline{\alpha}_t = \overline{\alpha}_{t-1} - \Lambda_t \overline{\beta}_t\left(\mathrm{J}(\overline{\alpha}_{t-1}, Z_t)\right), \qquad (1)$$

где $\overline{\alpha}_t$ – следующее за $\overline{\alpha}_{t-1}$ приближение точки экстремума целевой функции $\mathrm{J}(\cdot)$; $t = \overline{0,T}$ – номер итерации; Λ_t - положительно определенная матрица, задающая величину изменения оценок на t-й итерации; $\overline{\beta}_t(\cdot)$ - псевдоградиент целевой функции $\mathrm{J}(\cdot)$ в точке $\overline{\alpha}_{t-1}$; Z_t - локальная выборка отсчетов из изображений, используемая для расчета псевдоградиента $\overline{\beta}_t(\cdot)$ на t-й итерации

$$Z_t = \left\{ z_{\bar{j}t}^{(2)}, \tilde{z}_{\bar{j}t}^{(1)} \right\};\ z_{\bar{j}t}^{(2)} \in Z^{(2)},\ \tilde{z}_{\bar{j}t}^{(1)} = \tilde{z}^{(1)}(\bar{j}_t, \overline{\alpha}_{t-1}) \in \tilde{Z}, \qquad (2)$$

где $z_{\bar{j}t}^{(2)}$ – отсчеты деформированного изображения $Z^{(2)}$, взятые в локальную выборку на t-й итерации; $\tilde{z}_{\bar{j}t}^{(1)}$ – отсчет непрерывного изображения $\tilde{Z}^{(1)}$ (полученного из $Z^{(1)}$ с помощью некоторой интерполяции), координаты которого соответствуют текущей оценке координат отсчета $z_{\bar{j}l}^{(2)} \in Z^{(2)}$. Число отсчетов $\left\{ z_{\bar{j}t}^{(2)} \right\}$ в Z_t будем называть объемом локальной выборки μ.

Псевдоградиентное оценивание параметров (1) рекуррентно, поэтому в результате итерации оценка $\alpha_{i,t}$ параметра α_i изменяется дискретно: $\overline{\alpha}_t = \overline{\alpha}_{t-1} + \Delta\overline{\alpha}_t$. При этом возможны только события:

– Если $\operatorname{sign}(\varepsilon_{i,t-1}) = \operatorname{sign}\Delta\alpha_{i,t}$, изменение оценки $\overline{\alpha}_t$ направлено от оптимального значения α_i^*, где $\varepsilon_{i,t} = \alpha_{i,t} - \alpha_i^*$ – рассогласование оптимального значения параметра α_i^* и его оценки, $i = \overline{1, m}$. В соответствии с [4] вероятность такого события обозначим через $\rho_i^-(\overline{\varepsilon}_t)$.

– При $\Delta\alpha_{i,t} = 0$ оценка $\overline{\alpha}_t$ не изменяется с вероятностью $\rho_i^0(\overline{\varepsilon}_t)$.

– Если $-\operatorname{sign}(\varepsilon_{i,t-1}) = \operatorname{sign}\Delta\alpha_{i,t}$, изменение оценки $\overline{\alpha}_t$ направлено к оптимальному значению параметра с некоторой вероятностью $\rho_i^+(\overline{\varepsilon}_t)$.

Заметим, что вероятности $\rho_i^+(\overline{\varepsilon}_t)$, $\rho_i^0(\overline{\varepsilon}_{t-1})$ и $\rho_i^-(\overline{\varepsilon}_t)$ зависят от текущих рассогласований $\overline{\varepsilon}_t = \left(\varepsilon_{1,t}, \varepsilon_{2,t}, \ldots, \varepsilon_{m,t}\right)^T$ других оцениваемых параметров, но в силу полной группы событий всегда $\rho_i^+(\overline{\varepsilon}_t) + \rho_i^-(\overline{\varepsilon}_t) = 1 - \rho_i^0(\overline{\varepsilon}_t)$. Если целевая функция максимизируется и $\varepsilon_{i,t} > 0$, то $\rho_i^+(\overline{\varepsilon}_t)$ – это вероятность того, что проекция β_i псевдоградиента на ось параметра α_i будет отрицательной, а $\rho_i^-(\overline{\varepsilon}_t)$ – положительной:

$$\rho_i^+(\overline{\varepsilon}_t) = P\{\beta_i < 0\} = \int_{-\infty}^{0} w(\beta_i) d\beta_i,\quad \rho_i^-(\overline{\varepsilon}_t) = P\{\beta_i > 0\} = \int_{0}^{\infty} w(\beta_i) d\beta_i, \qquad (3)$$

где $w(\beta_i)$ – плотность распределения вероятностей проекции β_i на ось α_i.

В работах [5, 6] показано, что при пседоградиентном оценивании параметров межкадровых деформаций в качестве целевой функции целесообразно использовать средний квадрат межкадровой разности и коэффициент межкадровой корреляции. Псевдоградиенты указанных функций находятся через локальную выборку Z_t и оценки $\overline{\alpha}_{t-1}$ параметров деформаций на предыдущей итерации:

$$\overline{\beta}_t = \sum_{\bar{j}_t \in \Omega_t} \frac{\partial \tilde{z}_{\bar{j},t}^{(1)}}{\partial \overline{\alpha}} \left(\tilde{z}_{\bar{j},t}^{(1)} - z_{\bar{j},t}^{(2)} \right) \Bigg|_{\overline{\alpha} = \overline{\alpha}_{t-1}} \quad \text{и} \quad \overline{\beta}_t = -\sum_{\bar{j}_t \in \Omega_{\bar{j},t}} \frac{\partial \tilde{z}_{\bar{j},t}^{(1)}}{\partial \overline{\alpha}} z_{\bar{j}t}^{(2)} \Bigg|_{\overline{\alpha} = \overline{\alpha}_{t-1}}.$$

Однако непосредственное использование полученных выражений для изображений, заданных дискретными сетками отсчетов, невозможно, поскольку они содержат аналитические производные. Поэтому кратко рассмотрим подходы к вычислению псевдоградиентов целевых функций.

При явно заданной функции ее оценку J на очередной итерации можно найти, используя оценки $\overline{\alpha}$ параметров деформаций, полученные к данной итерации, информацию

о яркости z и координатах (x, y) отсчетов локальной выборки, сформированной на текущей итерации, и принятую модель деформаций. Таким образом, зависимость целевой функции от параметров можно представить как непосредственно

$$\mathrm{J} = \mathrm{f}(\overline{\alpha}), \tag{4}$$

так и через промежуточные функции яркости:

$$\mathrm{J} = \mathrm{f}(z(\overline{\alpha})),\ z = \mathrm{u}(\overline{\alpha}) \tag{5}$$

и координат

$$\mathrm{J} = \mathrm{f}(x(\overline{\alpha}),\ y(\overline{\alpha})),\ x = \mathrm{v}_x(\overline{\alpha}),\ y = \mathrm{v}_y(\overline{\alpha}). \tag{6}$$

В соответствии с правилами вычисления частных производных выражениям (4)–(6) соответствуют различные способы вычисления псевдоградиента ЦФ:

для соотношения (4)

$$\overline{\beta} = \frac{\partial \mathrm{J}}{\partial \overline{\alpha}} = \frac{\partial \mathrm{f}}{\partial \overline{\alpha}};$$

для соотношения (5)

$$\overline{\beta} = \frac{d\,\mathrm{f}}{dz}\frac{\partial z}{\partial \overline{\alpha}}; \tag{7}$$

для соотношения (6)

$$\overline{\beta} = \frac{\partial \mathrm{f}}{\partial x}\frac{\partial x}{\partial \overline{\alpha}} + \frac{\partial \mathrm{f}}{\partial y}\frac{\partial y}{\partial \overline{\alpha}}. \tag{8}$$

Проанализируем возможности нахождения производных $\partial \mathrm{f}/\partial \overline{\alpha}$, $d\,\mathrm{f}/dz$, $\partial z/\partial \overline{\alpha}$, $\partial x/\partial \overline{\alpha}$ и $\partial y/\partial \overline{\alpha}$. Поскольку сетка отсчетов дискретна точное нахождение производной $\partial \mathrm{f}/\partial \overline{\alpha}$ найти невозможно. Можно найти только ее оценку через конечные разности целевой функции. При этом каждая компонента β_i псевдоградиента $\overline{\beta}$ определяется отдельно через приращения $\Delta_{\alpha i}$ соответствующего i-го параметра:

$$\beta_i \approx \frac{\mathrm{J}(Z_t, \alpha_1, \ldots, \alpha_i + \Delta_{\alpha i}, \ldots, \alpha_m) - \mathrm{J}(Z_t, \alpha_1, \ldots, \alpha_i - \Delta_{\alpha i}, \ldots, \alpha_{m,})}{2\Delta_{\alpha i}}, \tag{9}$$

где Z_t – локальная выборка, $i = \overline{1, m}$. Заметим, что для формирования элементов $\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}t}$ локальной выборки (2) необходимо задание модели деформаций и вида интерполяции опорного изображения. Однако при этом не предъявляются требования к существованию их первых производных.

Если первая производная целевой функции по переменной z существует, то производная $d\,\mathrm{f}/dz$ может быть найдена аналитически (или рассчитана численными методами) как для явного, так и для неявного задания функции. Частная производная $\partial z/\partial \overline{\alpha}$ аналитически найдена быть не может, поскольку сетка отсчетов изображений дискретна. Оценить ее можно в координатах каждого отсчета $\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}t}$, $\bar{j}_t \in \Omega_t$, через приращения $\Delta_{\alpha i}$ соответствующего i-го параметра деформаций. Тогда в соответствии с (7)

$$\beta_i \approx \frac{d\,\mathrm{f}}{dz}\frac{\sum_{\Omega_t}\left(s\left(\bar{j}_t,\alpha_i+\Delta_{\alpha i}\right)-s\left(\bar{j}_t,\alpha_i-\Delta_{\alpha i}\right)\right)}{2\Delta_{\alpha i}}. \qquad (10)$$

Другим подходом к нахождению оценки производной $\partial z/\partial\overline{\alpha}$ является представление z в виде сложной функции $z=\mathrm{s}(x(\overline{\alpha}),\ y(\overline{\alpha}))$, тогда (7)

$$\overline{\beta}=\frac{d\,\mathrm{f}}{dz}\left(\frac{\partial z}{\partial x}\frac{\partial x}{\partial\overline{\alpha}}+\frac{\partial z}{\partial y}\frac{\partial y}{\partial\overline{\alpha}}\right). \qquad (11)$$

Если для заданной модели деформаций требования к существованию ее первых производных по параметрам выполнятся, то частные производные $\partial x/\partial\overline{\alpha}$ и $\partial y/\partial\overline{\alpha}$ могут быть найдены аналитически, а производные $\partial z/\partial x$ и $\partial z/\partial y$ оценены через конечные разности яркостей отсчетов.

В выражение (8) входят производные $\partial x/\partial\overline{\alpha}$ и $\partial y/\partial\overline{\alpha}$, которые уже были рассмотрены выше, а также производные $\partial\,\mathrm{f}/\partial x$ и $\partial\,\mathrm{f}/\partial y$, оценки которых можно найти через конечные разности по координатным осям. Тогда

$$\overline{\beta}=\frac{\mathrm{J}\left(Z_t\left(x+\Delta_x\right),\overline{\alpha}_{t-1}\right)-\mathrm{J}\left(Z_t\left(x-\Delta_x\right),\overline{\alpha}_{t-1}\right)}{2\Delta_x}\frac{\partial x}{\partial\overline{\alpha}}+\frac{\mathrm{J}\left(Z_t\left(y+\Delta_y\right),\overline{\alpha}_{t-1}\right)-\mathrm{J}\left(Z_t\left(y-\Delta_y\right),\overline{\alpha}_{t-1}\right)}{2\Delta_y}\frac{\partial y}{\partial\overline{\alpha}}, \qquad (12)$$

где $Z_t(x\pm\Delta_x)$ – локальная выборка, у которой координаты всех отсчетов $\left\{\tilde{z}_{\bar{j}t}^{(1)}\right\}$ смещены по оси x на величину Δ_x, $\bar{j}_t\in\Omega_t$. Как и оценки производных $\partial z/\partial x$ и $\partial z/\partial y$, они одинаковы для всех оцениваемых параметров.

Таким образом, возможно четыре способа вычисления псевдоградиента целевой функции, определяемых выражениями (9)–(12). Заметим, что при использовании различных способов предъявляются и различные требования к свойствам целевой функции и модели деформаций.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (проект 10-01-97002).

Список литературы

1. Tashlinskii A.G. Pseudogradient estimation of image sequence spatial deformations, Proc. Conf. on Automation, Control, and Information Technology: Signal and Image Processing - A Publication of The International Association of Science and Technology for Development – IASTED, Anaheim-Calgary-Zurich, ACTA Press, 2002, 382-385,

2. Tashlinskii A.G., Structural optimization of image interframe geometrical deformation measurement recurrent algorithms, Proc. Conf. on Automation, Control, and Information Technology: Signal and Image Processing - A Publication of The International Association of Science and Technology for Development – IASTED, Anaheim-Calgary-Zurich, ACTA Press, 2005, 98-102.

3. Цыпкин, Я. З. Информационная теория идентификации / Я. З. Цыпкин. – М. : Наука. Физматлит, 1995. – 336 с.

4. Ташлинский, А. Г. Методика анализа погрешности псевдоградиентного измерения параметров многомерных процессов / А. Г. Ташлинский, В. О. Тихонов // Изв. вузов: Радиоэлектроника. – Т. 44. – № 9. – 2001. – С. 75–80.

5. Vasiliev K. K., Tashlinskii A. G. Estimation of Deformation Parameters of Multidimensional Images to Be Observed on The Background of Interference, Proc. 4 th International Conference PRIA-4-1998, Novosibirsk, SO RAN, I, 1998, 261–264.

6. Васильев, К. К. Статистический анализ многомерных изображений / К. К. Васильев, В. Р. Крашенинников. – Ульяновск : УлГТУ, 2007.

ФИЛЬТРАЦИЯ МОЩНЫХ ПОМЕХ ПРИ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ПЕРЕДАЧЕ ДАННЫХ

О. Н. Чирков, В. В. Сумин, А. В. Муратов (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394026, Воронеж, Московский проспект, 14
e-mail: muratovav@kipr.vorstu.ru

Статья посвящена повышению помехозащищенности связи при широкополосной передачи данных на большие расстояния. Борьба с собственным шумом приемника, мощной шумовой, импульсной и внутрисистемными помехами была и остается актуальной задачей систем связи.

При передаче информации на большие расстояния мощность помехи может значительно превышать (на 20–50 дБ) мощность сигнала. Борьба с такими мощными помехами в системах связи всегда была и остается серьезной технической задачей.

Для борьбы с мощными помехами можно использовать шумоподобные сигналы и согласованные фильтры или корреляторы [1]. Этот метод успешно применяется в различных радиотехнических системах и в системах связи.

Помехоустойчивость приемника дискретной информации с согласованным фильтром (или коррелятором) полностью определяется отношением сигнал-помеха на выходе

$$q_{\text{п}}^2 = \frac{2E}{N_{\text{п}}}, \tag{1}$$

где E – энергия сигнала; $N_{\text{п}}$ – спектральная плотность мощности помехи на входе приемника. Если средняя мощность помехи $P_{\text{п}}$ ограничена и помеха действует в полосе частот сигнала, то $N_{\text{п}} = P_{\text{п}}/F$. Поскольку энергия сигнала $E = PCT$, то

$$q_{\text{п}}^2 = 2\rho^2 B, \tag{2}$$

где отношение мощностей сигнала и помехи на входе приемника

$$\rho^2 = \frac{P_c}{P_{\text{п}}}. \tag{3}$$

Соотношение (2) является основополагающим в технике борьбы с мощными помехами [1]. Оно показывает, что при достаточно большой базе можно получить отношение сигнал-помеха достаточным для надежного приема, даже если мощность сигнала на входе приемника много меньше мощности помехи.

С другой стороны, помехоустойчивость оптимального приемника при действии помех с ограниченной спектральной плотностью мощности не зависит от формы сигнала и его базы, а определяется только его энергией согласно (1). Таким образом, соотношение (2) указывает метод борьбы с мощными преднамеренными помехами. Этот метод известен из теоремы Шеннона о пропускной способности канала связи с шумами. Эта теорема гласит, что можно найти такие коды, что пропускная способность канала связи

$$C = F \log_2(1 + \rho^2), \tag{4}$$

где F – ширина спектра сигналов, равная ширине полосы канала. Если действует мощная помеха, т. е. $\rho^2 < 1$, то $C = F\rho^2/\ln 2$. Соответственно

$$\rho^2 F / C = \ln 2, \tag{5}$$

Согласно теореме Шеннона, если имеют место соотношения (4) и (5), то можно вести передачу информации по такому каналу со сколь угодно малой вероятностью ошибки

$$q_{\text{п}}^2 = 2\rho^2 \frac{F}{W}, \tag{6}$$

где W – скорость передачи информации.

Если положить $C = W$, т. е. вести передачу информации со скоростью, равной пропускной способности канала, то значение отношения сигнал-помеха $q^2_{\text{п пор}} = 2\ln 2$ является пороговым для такой системы связи: если $q^2_{\text{п}} > q^2_{\text{п пор}}$, то ошибка будет сколь угодно малой, $q^2_{\text{п}} < q^2_{\text{п пор}}$, то ошибка резко возрастет в соответствии с теоремой Шеннона. Таким образом, соотношение (2) и целесообразность применения ШПС для борьбы с мощными помехами вытекают из теоремы Шеннона [2].

В последнее время борьба с помехами в системах связи ведется в более широком плане: необходимо обеспечить работоспособность системы связи при одновременном действии комплекса помех, например, собственного шума приемника, мощной шумовой, импульсной и внутрисистемной структурной помех.

В большей части известных работ рассматривается совместное воздействие шумовой и узкополосных помех. В этом случае в состав оптимального приемника должны входить полосовые фильтры. Если просуммировать спектральные плотности узкополосной и шумовой помехи, то оптимальный прием сводится к приему сигнала на фоне коррелированной помехи. «Обеляющий» фильтр Котельникова положен в основу всех оптимальных методов приема сигнала на фоне шумовых и узкополосных помех при известных параметрах помех и всех адаптивных методов приема, когда параметры узкополосных помех неизвестны.

В борьбе с импульсными помехами в большинстве случаев используют схему ШОУ (широкая полоса – ограничитель – узкая полоса). Ограничитель подавляет импульсные помехи, но уменьшает отношение сигнал-шумовая помеха. Совместное использование полосовых фильтров и схем ШОУ составляет основу эмпирических методов борьбы с узкополосными, импульсными, шумовыми и структурными помехами и др.

Таким образом, для борьбы с мощными помехами следует использовать ШПС с большими базами, а прием осуществлять с помощью приемников – линейных с согласованными фильтрами, нелинейных и адаптивных.

Воздействие мощных помех существенно зависит от их мощности. Если спектральная плотность мощности помехи описывается функцией $N(w)$, то средняя мощность помехи

$$P_{\text{п}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^\infty N(w)d(w) = \int_0^\infty N(f)d(f). \tag{7}$$

Некоторые виды мощных организованных помех нельзя отнести к помехам с ограниченной мощностью, поскольку у таких помех спектральная плотность мощности постоянна в пределах полосы частот, которая намного шире ширины спектра сигнала. Будем называть их помехами с ограниченной спектральной плотностью. Помехоустойчивость приема информации при воздействии помех с ограниченной спектральной плотностью мощности не зависит от формы сигналов и полностью определяется отношением сигнал-помеха (1). Для повышения помехоустойчивости необходимо применять m-ичные алфавиты.

Сосредоточенная шумовая помеха. Предположим, что шумовая помеха является гауссовским случайным процессом с равномерной спектральной плотностью мощности $N_{\text{п}}$ в пределах полосы частот шириной F_0. Для помех с ограниченной средней мощностью $P_{\text{п}} = \text{const}$ увеличение ширины спектра приводит к уменьшению спектральной плотности мощности. Это является основной причиной повышения помехоустойчивости при действии организованных помех с ограниченной плотностью и при действии взаимных помех.

Отношение сигнал-шумовая помеха по мощности на выходе согласованного фильтра

$$q_{\text{ош}}^2 = 2\frac{E_0}{N_{\text{п}}}\ , \tag{8}$$

Заменяя энергию сигнала, находим, что

$$q_{\text{ош}}^2 = 2\rho^2 B\,, \tag{9}$$

где $B = F \cdot T$ – база сигнала. Чем больше база сигнала, тем больше отношение сигнал-помеха, т. е. сильнее подавляется помеха с ограниченной мощностью.

Узкополосная помеха. Пусть узкополосная помеха на входе является гармоническим колебанием. После прохождения через согласованный фильтр с коэффициентом усиления K амплитуда помехи станет $V_y = K\sqrt{2P_{\text{п}}}$. Соответственно мощность помехи на выходе будет $P_{\text{п вых у}} = K^2 P_n$.

При этом отношение сигнал-узкополосная помеха

$$q_y^2 = \frac{V_y^2}{P_{\text{п вых у}}} = 2\rho^2 B\,. \tag{10}$$

Таким образом, и при действии узкополосной помехи имеем выигрыш в отношении сигнал-помеха в B раз.

Импульсная помеха. На входе действует импульсная помеха в виде радиоимпульса с амплитудой $U_{\text{и}}$ и длительностью $\tau_{\text{и}}$. Мощность в импульсе или импульсная мощность $P_{\text{и}} = U_{\text{и}}^2/2$, а средняя мощность источника помехи $P_{\text{п}} = \frac{P_{\text{и}}\tau_{\text{и}}}{T_{\text{п}}}$, где $T_{\text{п}}$ – период повторения импульсов. Максимальное напряжение на выходе согласованного фильтра в момент отсчета при действии импульсной помехи равно $V_{\text{и}} = aG_{\text{и}}\sqrt{2P_c}$, где $a = \sqrt{H/E}$, $G_{\text{и}} = \frac{U_{\text{и}}\tau_u}{2}$ – спектральная плотность импульсной помехи. В этом случае отношение сигнал-импульсная помеха

$$q_{\text{и}}^2 = \frac{2P_c}{P_{\text{и}}}B^2\,, \tag{11}$$

т. е. выигрыш в отношении сигнал-помеха пропорционален B^2.

Проведем сравнение действия помех. Будем считать, что средняя мощность источника помехи ограничена. Это означает, что средняя мощность помехи на входе приемника также не может превышать некоторого предельного значения. Поэтому при сравнении действия трех рассмотренных помех положим, что средняя мощность помехи $P_{\text{п}}$ = const. При заданной средней мощности подавление различных помех за счет увеличения базы примерно одинаково и пропорционально базе. Если $\rho^2 << B$, то необходимо увеличивать энергию сигнала, т. е. составлять сигнал из большого числа элементов и осуществлять накопление элементов.

Список литературы

1. Варакин, Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Варакин. – М. : Радио и связь, 1985. – 385 с.

2. Варакин, Л. Е. Помехоустойчивость квазиоптимального адаптивного приемника шумоподобных сигналов / Л. Е. Варакин, В. Н. Талызин // Электросвязь. – 1980. – № 4. – С. 56–59.

КРИТЕРИЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПСЕВДОГРАДИЕНТА ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ ПРИ ОЦЕНИВАНИИ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ДЕФОРМАЦИЙ ИЗОБРАЖЕНИЙ

О. А. Горбунова, Л. Ш. Биктимиров, А. Г. Ташлинский (научный руководитель)

Ульяновский государственный технический университет
432027, Ульяновск, ул. Северный Венец, 32
E-mail: tag@ulstu.ru

При оценивании параметров межкадровых геометрических деформаций изображений $Z^{(1)} = \left\{z_{\bar{j}}^{(1)} : \bar{j} \in \Omega\right\}$ и $Z^{(2)} = \left\{z_{\bar{j}}^{(2)} : \bar{j} \in \Omega\right\}$ часто используются псевдоградиентные процедуры [1] виды $\overline{\alpha}_t = \overline{\alpha}_{t-1} - \Lambda_t \overline{\beta}_t\left(\mathrm{J}(\overline{\alpha}_{t-1}, Z_t)\right)$, где $\overline{\alpha}_t$ – следующее за $\overline{\alpha}_{t-1}$ приближение точки экстремума целевой функции $\mathrm{J}(\cdot)$; t – номер итерации; Λ_t - матрица усиления; $\overline{\beta}_t(\cdot)$ - псевдоградиент целевой функции $\mathrm{J}(\cdot)$ в точке $\overline{\alpha}_{t-1}$;

$$Z_t = \left\{z_{\bar{j}t}^{(2)}, \tilde{z}_{\bar{j}t}^{(1)}\right\};\ z_{\bar{j}t}^{(2)} \in Z^{(2)},\ \tilde{z}_{\bar{j}t}^{(1)} = \tilde{z}^{(1)}(\bar{j}_t, \overline{\alpha}_{t-1}) \in \tilde{Z} \qquad (1)$$

- локальная выборка отсчетов из изображений, используемая для расчета псевдоградиента $\overline{\beta}_t(\cdot)$ на t-й итерации; $z_{\bar{j}t}^{(2)}$ – отсчеты деформированного изображения $Z^{(2)}$, взятые в локальную выборку на t-й итерации; $\tilde{z}_{\bar{j}t}^{(1)}$ – отсчет непрерывного изображения $\tilde{Z}^{(1)}$, полученного из $Z^{(1)}$ с помощью некоторой интерполяции. Наиболее распространенными целевыми функциями являются средний квадрат межкадровой разности и коэффициент межкадровой корреляции.

Оценку среднего квадрата межкадровой разности на очередной t-й итерации можно получить, используя локальную выборку (1) и оценки $\overline{\alpha}_{t-1}$ измеряемых параметров, полученные на предыдущей итерации

$$\mathrm{J}_t = \frac{1}{\mu}\sum_{l=1}^{\mu}\left(\tilde{z}_{\bar{j}l}^{(1)} - z_{\bar{j}l}^{(2)}\right)^2. \qquad (2)$$

В качестве примера найдем расчетные выражения для вычисления псевдоградиента среднего квадрата межкадровой разности через конечные разности. При этом для определенности будем предполагать, что используется аффинная модель деформаций, содержащая параметры угла поворота φ, масштабного коэффициент κ и параллельного сдвига $\bar{h} = (h_x, h_y)$. Тогда координаты (x, y) точки изображения $Z^{(1)}$ при векторе $\overline{\alpha} = (h_x, h_y, \varphi, \kappa)^T$ деформаций преобразуются в координаты:

$$\tilde{x} = x_0 + \kappa((x - x_0)\cos\varphi - (y - y_0)\sin\varphi) + h_x,\ \ \tilde{y} = y_0 + \kappa((x - x_0)\sin\varphi + (y - y_0)\cos\varphi) + h_y, \qquad (3)$$

где (x_0, y_0) – координаты центра поворота. Существуют различные способы расчета псевдоградиента. Например, с учетом принятых ограничений, один из наименее трудоемких с точки зрения вычислений способ, при котором не используется дифференцирование модели деформаций и целевой функции. Компонента β_{it} псевдоградиента рассчитывается как:

$$\beta_{it} = \left(\sum_{l=1}^{\mu}\left(\tilde{z}_{\bar{j}l}^{(1)}\left(\alpha_{i,t-1} + \Delta_{\alpha i}\right) - z_{\bar{j}l}^{(2)}\right)^2 - \sum_{l=1}^{\mu}\left(\tilde{z}_{\bar{j}l}^{(1)}\left(\alpha_{i,t-1} - \Delta_{\alpha i}\right) - z_{\bar{j}l}^{(2)}\right)^2\right) \Big/ 2\mu\Delta_{\alpha i},$$

где $z_{\bar{j}l}^{(2)} \in Z^{(2)}$, $\tilde{z}_{\bar{j}l}^{(1)}\left(\alpha_{i,t-1} \pm \Delta_{\alpha i}\right) \in Z_t$ – яркость интерполированного изображения в точке с координатами $(\tilde{x}_l, \tilde{y}_l)$, определяемыми моделью деформаций и текущими оценкам параметров $\overline{\alpha}_{t-1}$; $\bar{j}_l \in \Omega_t$ – координаты отсчетов $z_{\bar{j}l}^{(2)}$; $\Delta_{\alpha i}$ – приращение оцениваемого параметра α_i. В частности, при аффинной модели (3) получаем для сдвигов по осям x, y

$$\tilde{x}_l = x_0 + \kappa_{t-1}\left(x''\cos\varphi_{t-1} - y''\sin\varphi_{t-1}\right) + h_{x,t-1} + \Delta_h,\ \tilde{y}_l = y_0 + \kappa_{t-1}\left(x''\sin\varphi_{t-1} + y''\cos\varphi_{t-1}\right) + h_{y,t-1},$$

$$\tilde{x}_l = x_0 + \kappa_{t-1}\left(x''\cos\varphi_{t-1} - y''\sin\varphi_{t-1}\right) + h_{x,t-1},\ \tilde{y}_l = y_0 + \kappa_{t-1}\left(x''\sin\varphi_{t-1} + y''\cos\varphi_{t-1}\right) + h_{y,t-1} + \Delta_h,$$

для коэффициента масштаба:

$$\tilde{x}_l = x_0 + \left(\kappa_{t-1} + \Delta_\kappa\right)\left(x''\cos\varphi_{t-1} - y''\sin\varphi_{t-1}\right) + h_{x,t-1},\ \tilde{y}_l = y_0 + \left(\kappa_{t-1} + \Delta_\kappa\right)\left(x''\sin\varphi_{t-1} + y''\cos\varphi_{t-1}\right) + h_{y,t-1},$$

для угла поворота:

$$\tilde{x}_l = x_0 + \kappa_{t-1}\left(x''\cos\left(\varphi_{t-1} + \Delta_\varphi\right) - y''\sin\left(\varphi_{t-1} + \Delta_\varphi\right)\right) + h_{x,t-1},$$

$$\tilde{y}_l = y_0 + \kappa_{t-1}\left(x''\sin\left(\varphi_{t-1} + \Delta_\varphi\right) + y''\cos\left(\varphi_{t-1} + \Delta_\varphi\right)\right) + h_{y,t-1},$$

где $x'' = x_l - x_0$, $y'' = y_l - y_0$.

Яркость отсчета $\tilde{z}_{\bar{j}l}^{(1)}\left(\alpha_{i,t-1} \pm \Delta_{\alpha i}\right)$ в точке $(\tilde{x}_l, \tilde{y}_l)$ находится, например, с помощью билинейной интерполяции:

$$\tilde{z}_{\tilde{x}_l, \tilde{y}_l}^{(1)} = z_{jx-,jy-}^{(1)} + \left(\tilde{x}_l - j_{x-}\right)\left(z_{jx+,jy-}^{(1)} - z_{jx-,jy-}^{(1)}\right) + \left(\tilde{y}_l - j_{y-}\right)\left(z_{jx-,jy+}^{(1)} - z_{jx-,jy-}^{(1)}\right) + \left(\tilde{x}_l - j_{x-}\right) \times$$
$$\times \left(z_{jx+,jy+}^{(1)} + z_{jx_,jy-}^{(1)} - z_{jx+,jy-}^{(1)} - z_{jx-,jy+}^{(1)}\right).$$

где $j_{x-} = \operatorname{int} \tilde{x}_l$, $j_{x+} = j_{x-} + 1$, $j_{y-} = \operatorname{int} \tilde{y}_l$, $j_{y+} = j_{y-} + 1$ – координаты узлов изображения $Z^{(1)}$, близлежащих к точке $(\tilde{x}_l, \tilde{y}_l)$; $z_{jx\pm,jy\pm}^{(1)}$ – яркость в соответствующих узлах сетки отсчетов.

Сходимость оценок параметров межкадровых деформаций зависит от большого числа влияющих факторов. Их можно подразделить на априорные факторы, которые можно описать плотностями распределения вероятностей и корреляционными функциями изображений и мешающих шумов, и апостериорные факторы, определяемые характеристики процедуры оценивания: способ вычисления псевдоградиента, вид матрицы усиления и число итераций. К факторам первой группы, как правило, можно отнести и целевую функцию качества. Для анализа влияние факторов первой группы желательно описать возможно меньшим числом величин. В работе [2] в качестве таких величин предложено использовать вероятности изменения оценок в пространстве параметров. На их основе в работе [3] предложен коэффициент, характеризующий вероятностные характеристики изменения параметров в процессе сходимости. Рассмотрим это подробнее. Если значение оценки параметра на $(t-1)$-й итерации составляло $\alpha_{i,t-1}$, то математическое ожидание оценки на t-й итерации можно выразить через вероятности $\rho^+(\bar{\varepsilon})$ изменения оценки $\overline{\alpha}_t$ от оптимального значения α_i^*, где $\varepsilon_{i,t} = \alpha_{i,t} - \alpha_i^*$ – рассогласование оптимального значения параметра α_i^*, и $\rho^-(\bar{\varepsilon})$ изменение оценки $\overline{\alpha}_t$ направлено к оптимальному значению

$$\mathrm{M}\left[\alpha_{i,t}\right] = \alpha_{i,t-1} - \lambda_{i,t}\left(\rho^{+}\left(\overline{\varepsilon}_{t-1}\right) - \rho^{-}\left(\overline{\varepsilon}_{t-1}\right)\right).$$

Если $\rho^{+}\left(\overline{\varepsilon}_{t-1}\right) > \rho^{-}\left(\overline{\varepsilon}_{t-1}\right)$, то оценка улучшится, в противном случае – ухудшится. Поэтому характеристику

$$\Re_i = \rho_i^{+}\left(\overline{\varepsilon}\right) - \rho_i^{-}\left(\overline{\varepsilon}\right)$$

назовем коэффициентом улучшения оценки. Диапазон его изменения от –1 до +1. Значение +1 означает, что математическое ожидание $\mathrm{M}\left[\alpha_{i,t}\right]$ оценки улучшается на t-й итерации на $\lambda_{i,t}$. Коэффициент улучшения может служить обобщающей характеристикой оцениваемых изображений, воздействующих шумов и выбранной целевой функции, и быть найден как

$$\Re_i = \int_{-\infty}^{0} w(\beta_i)d\beta_i - \int_{0}^{\infty} w(\beta_i)d\beta_i \,. \qquad (4)$$

где $w(\beta_i)$ – плотность распределения вероятностей проекции β_i на ось α_i.

Исследуем возможности вычисления коэффициента улучшения для случая использования в качестве целевой функции среднего квадрата межкадровой разности. При этом будем считать, что $\rho_i^{0}\left(\overline{\varepsilon}\right) = 0$. Тогда, с учетом полной группы событий

$$\Re_i = 2\rho_i^{+}\left(\overline{\varepsilon}\right) - 1 = 2\int_{-\infty}^{0} w(\beta_i)d\beta_i - 1 \,. \qquad (5)$$

Оценка среднего квадрата межкадровой разности на каждой итерации оценивания может быть найдена по соотношению (2). Будем считать, что исследуемые изображения имеют гауссовское распределение яркостей с нулевым средним и неквантованными отсчетами, а модель изображений $\widetilde{Z}^{(1)}$ и $Z^{(2)}$ аддитивная

$$Z^{(1)} = \widetilde{\mathrm{S}}^{(1)} + \Theta^{(1)}, \; Z^{(2)} = \mathrm{S}^{(2)} + \Theta^{(2)},$$

где $\widetilde{\mathrm{S}}^{(1)} = \left\{\widetilde{s}_{\bar{j}}^{(1)}\right\}$, $\mathrm{S}^{(2)} = \left\{s_{\bar{j}}^{(2)}\right\}$ – полезные случайные поля с одинаковыми дисперсиями σ_s^2, при этом поле $\left\{s_{\bar{j}}^{(2)}\right\}$ имеет автокорреляционную функцию $R(\ell)$; $\Theta^{(1)} = \left\{\theta_{\bar{j}}^{(1)}\right\}$, $\Theta^{(2)} = \left\{\theta_{\bar{j}}^{(2)}\right\}$ – независимые гауссовские случайные поля с нулевыми средними и одинаковыми дисперсиями σ_θ^2. Модель деформаций, как и ранее, примем аффинной (3): $\overline{\alpha} = \left(h_x, h_y, \varphi, \kappa\right)^T$.

В соответствии с (4) для вычисления коэффициента улучшения оценки $\Re_i$ нужно найти плотность распределения вероятностей $w(\beta_i)$ проекции β_i псевдоградиента $\overline{\beta}$ на ось параметра α_i.

Аналитическое нахождение распределения вероятностей (5) как функции σ_s^2, σ_θ^2 и $R(\ell)$ является сложной задачей. Однако приближенное решение можно найти [2], воспользовавшись тем обстоятельством, что при увеличении μ компонента β_i быстро нормализуется. Так, уже при $\mu = 1$ (5) содержит от четырех до восьми однотипных слагаемых; а при $\mu = 2$ – от восьми до шестнадцати и т. д. Поэтому распределение вероятностей β_i можно считать близким к гауссовскому. Тогда

$$\Re_i(\bar{\varepsilon}) = 2F\left(\frac{\mathrm{M}[\beta_i]}{\sigma[\beta_i]}\right) - 1,\ i = \overline{1, m}, \tag{6}$$

где $F(\cdot)$ – функция Лапласа; $\mathrm{M}[\beta_i]$ и $\sigma[\beta_i]$ – математическое ожидание и среднеквадратическое отклонение компоненты β_i. Таким образом, задача может быть сведена к нахождению математического ожидания и дисперсии β_i. Тогда

$$\mathrm{M}[\beta_i] = -\sigma_s^2 \sum_{i=1}^{\mu} \left(\left(R\left(\ell_{a-1,b}^{(l)}\right) - \ell_{a+1,b}^{(l)} \right) c_{il} + \left(R\left(\ell_{a,b-1}^{(l)}\right) - R\left(\ell_{a,b+1}^{(l)}\right) \right) d_{il} \right); \tag{7}$$

$$\begin{aligned} \sigma^2[\beta_i] = \sigma_s^4 \sum_{l=1}^{\mu} \Big(& 4\left(\left(c_{il}^2 + d_{il}^2 \right) \left(1 - R\left(\ell_{a,b}^{(l)}\right) \right) \left(1 - R(2) \right) + g^{-1} \left(2 - R\left(\ell_{a,b}^{(l)}\right) - R(2) + g^{-1} \right) \right) + \\ & + \left(c_{il} \left(R\left(\ell_{a-1,b}^{(l)}\right) - R\left(\ell_{a+1,b}^{(l)}\right) \right) + d_{il} \left(R\left(\ell_{a,b-1}^{(l)}\right) - R\left(\ell_{a,b+1}^{(l)}\right) \right) \right)^2 \Big), \end{aligned} \tag{8}$$

где $\ell_{a,b}^{(l)}$ – евклидово расстояние между точкой с координатами (a_l, b_l) и точкой с координатами (x_l, y_l), $l = \overline{1, \mu}$; $R(\ell_{a,b})$ – нормированная автокорреляционная функция изображения; c_{il} и d_{il} – функции c и d для i-го параметра в точке (a_l, b_l) [4]. Для нахождения $\Re_i$ нужно подставить (7) и (8) в (6).

Как видно из (7) и (8) $\Re_i$ зависит не только от σ_s^2, σ_θ^2 и $R(\ell)$, но также от плана локальной выборки Z_t, т. е. от взаиморасположения отсчетов (a_l, b_l), деформированного изображения, вошедших в локальную выборку на t-й итерации.

На рис. 1, *а* для примера приведены графики коэффициента улучшения для угла поворота ($\Re_\varphi$) как функции рассогласования $\varepsilon_\varphi = \varphi - \varphi^*$, где φ^* искомое значение параметра. Результаты получены для изображения с гауссовской автокорреляционной функцией радиуса корреляции 5 при отношении сигнал/шум $g = 20$ и объеме локальной выборки $\mu = 3$. При этом предполагалось, что координаты точек локальной выборки выбираются на окружности радиуса $L = 20$ (кривая 1) и $L = 30$ (кривая 2) с центром, совпадающим с центром поворота.

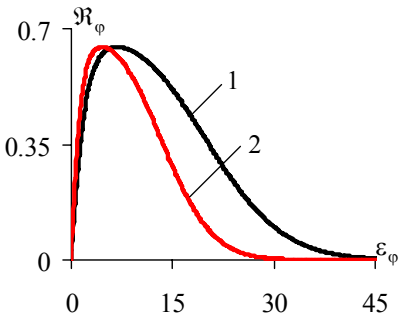


Рис. 1. Коэффициент улучшения оценки для угла поворота при среднем квадрате межкадровой разности

Таким образом, при оценивании параметров межкадровых геометрических деформаций план локальной выборки отсчетов, используемых для нахождения псевдоградиента целевой функции, существенно влияет на характер сходимости оценок параметров. Характер сходимости оценок зависит и от распределения яркостей и корреляционных функций изображений и мешающих шумов, а также от выбранного типа целевой функции. Для описания влияния указанных факторов на вероятностные свойства оценки в процессе ее

сходимости удобно использовать коэффициент улучшения оценки, равный разности вероятностей движения оценки к оптимальному и от оптимального значений.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (проект 10-07-00271).

Список литературы

1. Цыпкин, Я. З. Информационная теория идентификации / Я. З. Цыпкин. – М. : Наука. Физматлит, 1995. – 336 с.

2. Ташлинский, А. Г. Методика анализа погрешности псевдоградиентного измерения параметров многомерных процессов / А. Г. Ташлинский, В. О. Тихонов // Изв. вузов: Радиоэлектроника. – Т. 44. – № 9. – 2001. – С. 75–80.

3. G.V. Dikarina, G.L. Minkina, A. N. Repin, & A. G. Tashlinskii, (2007). Pseudogradient optimization in the problem of image interframe geometrical deformations estimation, *Proc.. 8th International Conference PRIA-8-2007*, Yoshkar-Ola, MarGTU, I, 2007, 72–74.

4. Ташлинский, А. Г. Анализ величин, влияющих на сходимость оценок при псевдоградиентном оценивании параметров изображений / А. Г. Ташлинский, Г. Л. Минкина // Тр. Росс. науч.-техн. общества радиотехники, электроники и связи имени А. С. Попова. Сер. «Научная сессия, посвященная дню радио». – М. : Инсвязьиздат, 2006. – Вып. LXI. – С. 340–343.

РАЗРАБОТКА ТОНКОГО МИНИАТЮРНОГО ДАТЧИКА ДАВЛЕНИЯ

Т. Панайотов, С. Картунов (научный руководитель)

Технический университет Габрово,
5300 Габрово, Хаджи Димитар 4, Болгария
E-mail: skartunov@abv.bg

Представлена разработка и исследование характеристик чувствительности миниатюрного датчика давления, выполненного на основе чувствительного элемента производства компании «HBM» США.

Тензометрические датчики находят широкое применение в технических системах различного назначения. Действие тензорезистивных сенсоров основано на способности проводящих материалов изменять свою электрическую проводимость под воздействием механических нагрузок.

Цель работы

Целью данной работы являлись разработка и исследование характеристик датчика давления, использующего принцип контроля механической деформации (strain gauge) чувствительного элемента. Диапазон измерения давления датчика был определен от 1 мБар до 1 Бар.

В качестве чувствительного элемента датчика использовался тензорезистивный элемент производства компании «HBM» США – серия SG/J вариант 1-MY2x-15/350 (или SG/K варианты 1-MK1xM-15/350 и 1-MK2xM-10/350), содержащий четыре тонкопленочных измерительных резистора (рис. 1). Расположенные на круглой подложке четыре резистора соединены таким образом, что образуют мостовую измерительную схему.

В качестве области применения датчика рассматривалось его использование в медицинских и медико-биологических исследования. В частности, такой задачей являлось определение усилия прикуса для зубов человека.

С помощью пакета «Proengineer» была выполнена разработка датчика в сборе, включая топологию подложки, на которую монтируется тензорезистор (рис. 2).

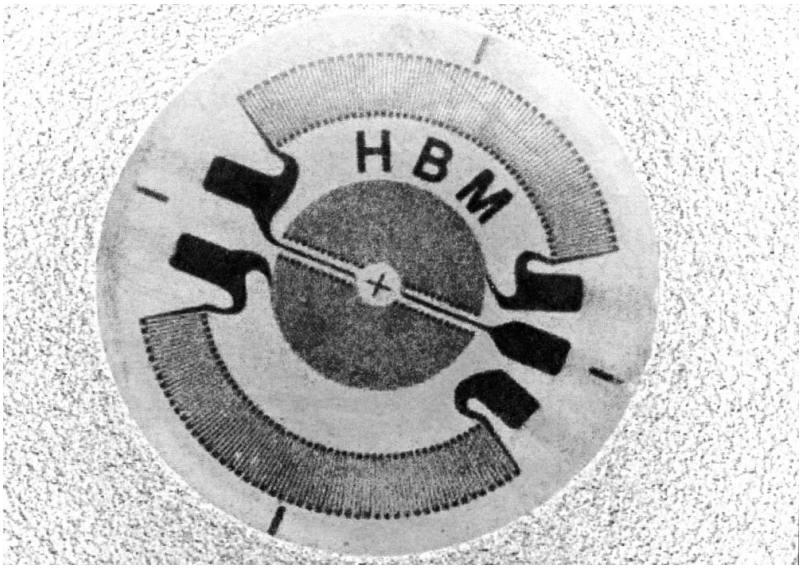
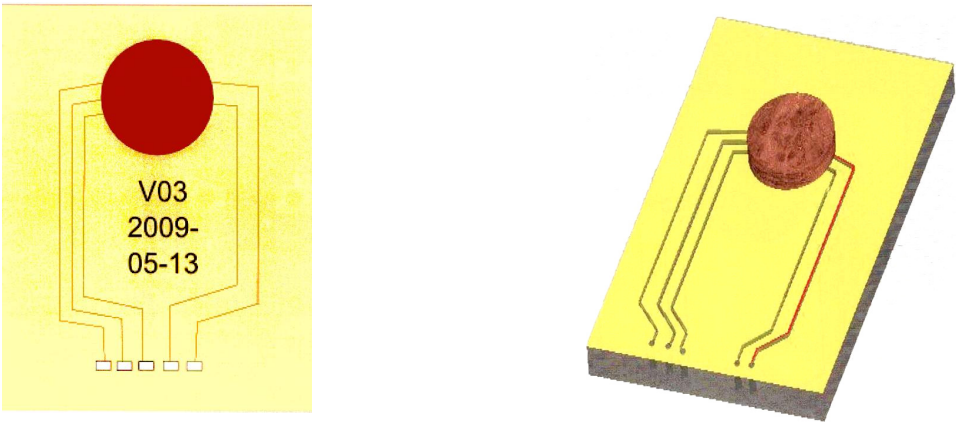


Рис. 1. Чувствительный элемент производства фирмы «HBM» (США)



а *б*

Рис. 2. Несущая подложка с тензоэлементом (*а*) и общий вид датчика в сборе (*б*)

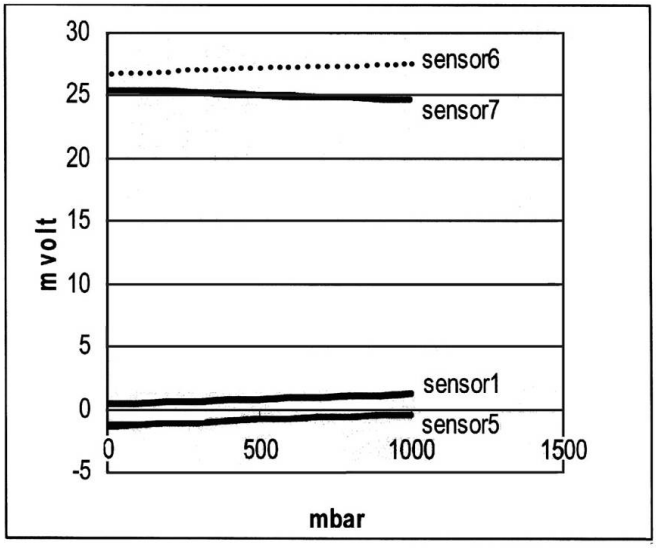


Рис. 3. Результаты измерений с компенсацией погрешности

Для проверки правильности принятых решения было проведено экспериментальное исследование характеристик ряда экспериментальных образцов датчиков.

Выводы

В результате выполнения работы разработана конструкция и изготовлен ряд экспериментальных датчиков на основе тензорезистивного элемента производства компании «HBM» (США). Исследованы характеристики датчиков в диапазоне давлении 1 мБар – 1 Бар. Измеренные характеристики имеют близкую к линейной зависимость выходного сигнала датчика от приложенного давления.

Список литературы

1. Картунов, С. Микросистемная техника / С. Картунов, В. Тодорова. – Габрово, УИ В. Априлов, 2002.

2. Strain Gages and Accessories. Measurement with confidence. HBM.

Секция «МИКРОЭЛЕКТРОНИКА, МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА»

ВЛИЯНИЕ МОРФОЛОГИИ ПОРИСТОГО КРЕМНИЯ НА СПЕКТРЫ КОМБИНАЦИОННОГО РАССЕЯНИЯ СВЕТА

П. А. Харлашин, М. К. Рыбников, Д. А. Жарников, В. А. Дзюба, Е. А. Ляйком, В. А. Юзова, О. В. Семенова (научные руководители)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета
660074, Красноярск, ул. акад. Киренского, 26
e-mail: yuzovav@yandex.ru

Исследование пористого кремния связывается с возможностью создания на его основе не только светоизлучающих устройств, сенсоров, изолирующих структур, но и композиционных материалов с новыми для микро- и наноэлектроники свойствами. В последнем случае пористый кремний выступает в роли матрицы. Матрица в композиционном материале играет ключевую роль, обеспечивая требуемые свойства создаваемого на ее основе материала. Пористую кремниевую матрицу с заданной структурой легко получить управляемым анодным травлением. Если использовать в качестве исходного материала кремний кристаллографической ориентации (100), то рост пор осуществляется перпендикулярно поверхности кремниевой пластины. Поры разделяют кремниевые участки и тогда пористую матрицу можно представить макроскопической средой из самоформирующихся квазиодномерных образований – так называемых квантовых кремниевых проволок. Поперечные размеры таких образований ненамного превышают размеры элементарной ячейки материала. Это приводит к тому, что в свойствах отдельных проволок начинают проявляться квантово-механические закономерности. Информацию о структуре образований с квантовыми проволоками желательно получать неразрушающими методами. В качестве таких методов широко используются электронная микроскопия и методы комбинационного рассеяния света (КРС).

Впервые особенности в спектрах КРС применительно к тонким пленкам, нитям и малым сферическим частицам были обнаружены в работе [1]. Особенности проявлялись в уширении, асимметрии и сдвиге в сторону меньших энергий характерной полосы в спектре рассеяния. Для пористого кремния подобные изменения в спектре наблюдались авторами работ [2, 3].

Однако структура пористых матриц в зависимости от режимов анодного травления столь разнообразна, что они могут проявлять дополнительные свойства, которые отразятся на спектрах КРС. В данной работе сообщается об еще одной особенности комбинационного рассеяния света в пористом кремнии, проявляющейся в усилении интенсивности рассеяния в пористых слоях по сравнению с объемным кристаллическим кремнием.

Эксперименты проводились на кремниевых матрицах, представляющих собой слои толщиной 120–170 μm пористого кремния, полученные с обеих сторон монокристаллической пластины кремния *n*-типа электропроводности и кристаллографической ориентации (100). Пластины кремния были полированы с двух сторон. Пористые слои получали анодным травлением в двухкамерной фторопластовой электрохимической ячейке по схеме, представленной на рис. 1, в течение 60 min в гальваностатическом режиме при плотности тока не более 50 mA/cm^2 с освещением образца лампой накаливания мощностью 40 W через водную кювету. В обе камеры наливали водный раствор концентрированной плавиковой кислоты в соотношении H_2O:HF = 1:1. Для последующего распознавания протравленных сторон кремниевой пластины на одну из сторон вносили механические повреждения. Сторона 1 пластины, которая травилась в левой камере ячейки, не имела на полированной

поверхности следов механической обработки. Сторона 2 пластины, травящаяся в правой камере ячейки, содержала еле заметные невооруженным глазом хаотично расположенные царапины. Для сравнительных экспериментов использовался образец монокристаллического кремния той же марки с полированными поверхностями.

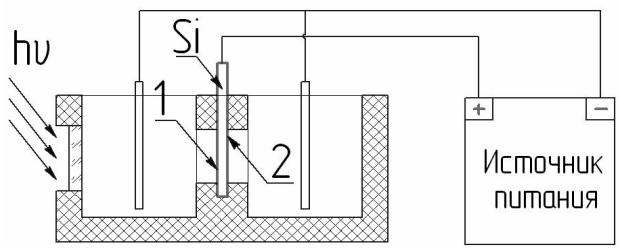


Рис. 1. Схема подключения ячейки для травления с двух сторон пластины кремния:
1 и 2 – различно полированные поверхности кремниевой пластины

Для изучения структуры пористых матриц использовался растровый электронный микроскоп HITACHI TM-1000. Спектры фононов, возбужденные аргоновым лазером с длиной волны 524,5 nm мощностью на образце 37 mW исследовались по схеме обратного 180-градусного рассеяния с помощью спектрометра Jobin Yvon T64000 с компьютерной регистрацией. Измерение спектров КРС проводилось при комнатной температуре.

На рис. 2 представлены спектры КРС для кремниевых матриц, полученных на обеих сторонах одного и того же образца (Si-por 1 и Si-por 2), и для образца монокристаллического кремния (Si-mono). На спектрах присутствуют полосы трех порядков с максимумами вблизи частот, характерных для монокристаллического кремния. Частоты полос в спектрах кристаллического и пористого кремния мало отличаются друг от друга. Это обусловлено упорядоченным характером массива квантовых проволок в кремниевых матрицах, приготовленных по описанной выше технологии. Отсутствие сдвига частоты для системы ориентированных квантовых проволок наблюдалось авторами работы [4] при исследовании полосы первого порядка с максимумом вблизи 520 cm^{-1}. О получении в спектрах полос более высокого порядка в этой работе, да и других работах, посвященных данному вопросу, не сообщалось. Нам же удалось получить полосы не только первого, но и дополнительно еще двух последующих порядков. Анализ этих полос может дать дополнительную информацию о структуре пористых матриц.

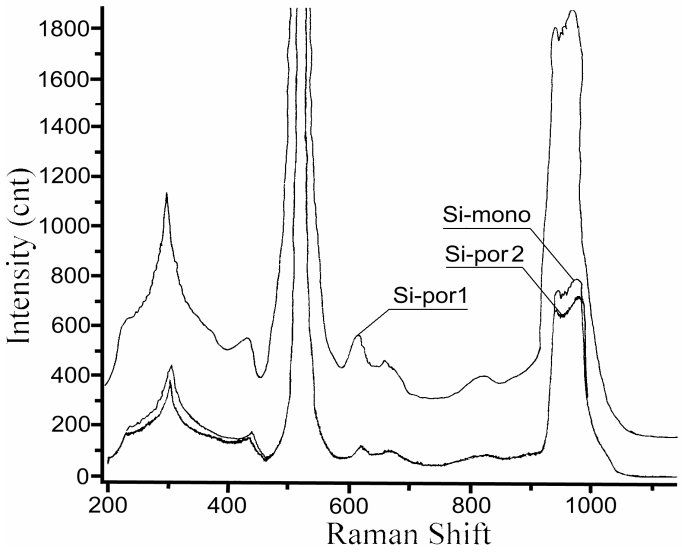
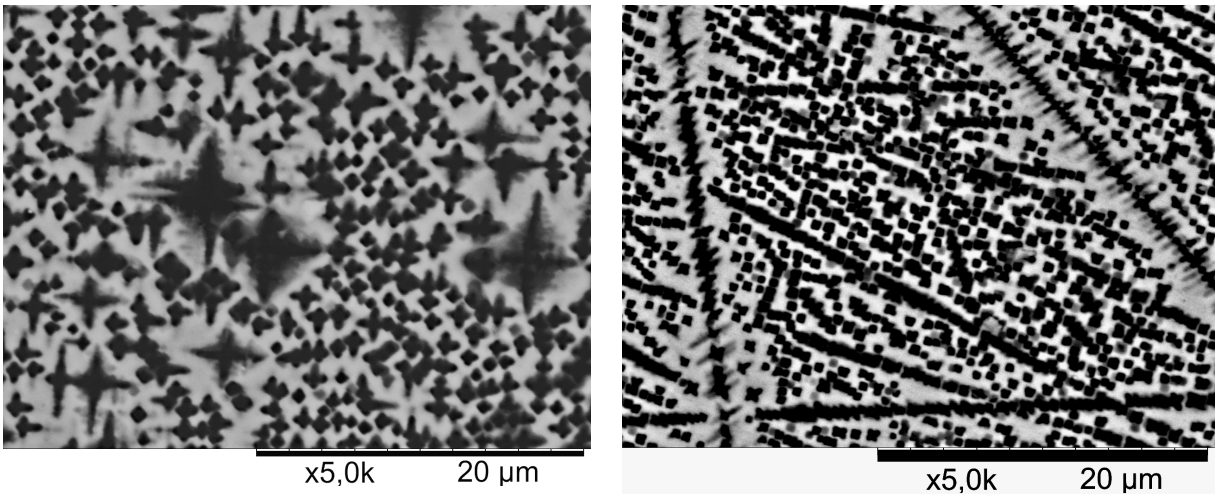


Рис. 2. Спектры КРС для образцов кристаллического кремния (Si-mono), кремниевых пористых матриц, сформированных на стороне1 (Si-por 1) и стороне 2 (Si-por 2)

Действительно, полоса первого порядка для пористой матрицы, сформированной на стороне 1, имеет уширение, что свидетельствует о наличии в матрице кремниевых проволок, обладающих квантово-размерным эффектом. Данная полоса в спектре КРС для кремниевой матрицы, полученной на стороне 2 кремниевого образца, совпадает по ширине с полосой для монокристаллического кремния. Обычно интенсивность полосы первого порядка в спектрах КРС для пористого кремния меньше, чем для кристаллического. Интенсивность полос первого порядка с максимумом вблизи 520 cm^{-1} на наших спектрах оказалась настолько большой, что по ним сравнение интенсивностей для пористых кремниевых матриц и образца монокристаллического кремния не представляется возможным, как это делают авторы всех известных нам работ, например [4, 5]. Однако полосы второго и третьего порядка на наших спектрах имеют четко определяемую разную интенсивность. Причем, характер изменения интенсивности для полос одинаков. Интенсивность полос второго и третьего порядков для матриц, полученных на стороне 1, превышает интенсивность этих полос для кристаллического кремния. Полосы в спектрах матриц, сформированных на стороне 2, имеют меньшую интенсивность по сравнению с интенсивностью аналогичных полос, полученных в спектрах кристаллического кремния. Такое, казалось бы странное, несовпадение спектров КРС для пористых кремниевых матриц, полученных на одном образце при одинаковых условиях, но только с разных сторон, требует более детального рассмотрения структуры полученных матриц другим независимым методом.

На рис. 3, *а* и рис. 3, *б* приведены типичные микрофотографии обеих поверхностей кремниевой пластины, подвергнутой анодному травлению. По данным электронной микроскопии структура полученных пористых слоев различна.



а *б*

Рис. 3. Микрофотографии поверхностей пористых кремниевых матриц:
а – поверхность 1; *б* – поверхность 2

На поверхности 1, подверженной интенсивному освещению, наблюдались крупные (до 5 µm) неравномерно растравленные поры. На поверхности 2 поры формировались в местах механических дефектов кремниевой пластины, их размер не превышает 500 nm. Поры растравлены равномерно. Обе поверхности визуально блестящие.

Обнаруженные различные морфологические характеристики пористых матриц, полученных на одном и том же кремниевом образце с разных сторон, проявили себя в спектрах КРС. Связать морфологию наших матриц со спектрами КРС нам помогла работа [5], в которой условия измерения спектров совпадают с нашими.

Сигнал КРС в матрице с макропорами (сторона 1) представляет собой суперпозицию сигналов от стенок и дна макропор и перегородок между ними. Следовательно, ин-

тенсивность суммарного сигнала должна существенно зависеть от их относительного вклада. Увеличение сигнала КРС в пористом кремнии авторы работы [5] связывают с присутствием именно макропор. С увеличением диаметра и глубины макропор должна расти и интенсивность пиков в спектрах КРС. Вот почему на наших спектрах полосы всех порядков для матрицы на стороне 1 имеют очень высокую интенсивность.

Список литературы

1. Campbell L.H., Fauchet P.M. // Solid State Commun. 58, p. 739 (1986).
2. Gregora L., Champagnon D., Halmaoui A. // J.Appl. Phys. 75, p. 3034 (1994).
3. Kozlovsky F., Lang W. // J.Appl. Phys. 72, p. 5401 (1992).
4. Компан М.Е., Новак И.И., Кулик В.Б., Камакова Н.А. // ФТТ. Т.41. – В. 7. – С. 1320 (1999).
5. Булах Б.М., Джумаев Б.Р., Корсунская Н.Е. и др. // ФТП. – Т.36. – В. 5. – С. 587 (2002).

СОЗДАНИЕ ПОРИСТЫХ СТРУКТУР НА КРЕМНИИ ПОСРЕДСТВОМ ПЕРИОДИЧЕСКОГО МОДУЛИРОВАНИЯ ПЛОТНОСТИ ТОКА В ПРОЦЕССЕ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКОГО АНОДИРОВАНИЯ

П. В. Харлашин, А. В. Полюшкевич, М. С. Московских, Ф. Ф. Меркушев, Е. А. Сакун, О. В. Семенова, А. Я. Корец (научные руководители)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: rimlin1988@mail.ru

В данной работе приводится обзор экспериментальных исследований пористых структур на кремнии.

Пористый кремний является перспективным материалом микро-, нано- и оптоэлектроники. Его свойства на протяжении последнего десятилетия активно исследуются более чем в 40 странах мира, а объем научных публикаций достигает 500 статей в год. На крупных международных конференциях обсуждаются и уникальные свойства этого материала, и возможности его применения в приборах различного назначения соединений, разработка надежных методов и устройств для их диагностики – является важной и актуальной задачей. Несмотря на то, что ПК известен уже несколько десятилетий существует ряд трудностей, как в получении пористых слоев с воспроизводимыми структурными параметрами и, соответственно, с определенными электрофизическими свойствами, так и в тестировании подобных структур.

Цель работы состоит в проведение комплекса экспериментов связанных с технологией получения и исследования оптических структур и основных факторов, влияющих на их оптические характеристики с помощью раннее разработанных методик получения и тестирования ПК [1–3].

Для создания пористых структур на кремнии применяется достаточно простая, экономичная технология с использованием электрохимического анодирования. В качестве исходных пластин используются кремниевые подложки марки КЭФ-10 (100). Одно- и многослойные пористые структуры формировались в электрохимической ячейке с различной формой катода (рис. 1), варьированием технологическими режимами и условиями получения. Многослойные структуры формировались в результате изменения плотности тока и времени в течение всего процесса анодирования, что позволяло получать слои ПК с изме-

нением морфологических и оптических характеристик по глубине структуры. Исследования полученных образцов проводились на экспериментально-измерительном комплексе по ранее разработанной методике тестирования ПК [3]. Морфологические и оптические свойства образцов исследовались с помощью применения целого арсенала физических методов исследования: определение показателя преломления по углу Брюстера (данный метод позволяет довольно быстро и дешево по сравнению с другими методами определить показатель преломления у пористых структур); ИК-спектроскопии, нарушенного полного внутреннего отражения (НПВО); оптической микроскопии.

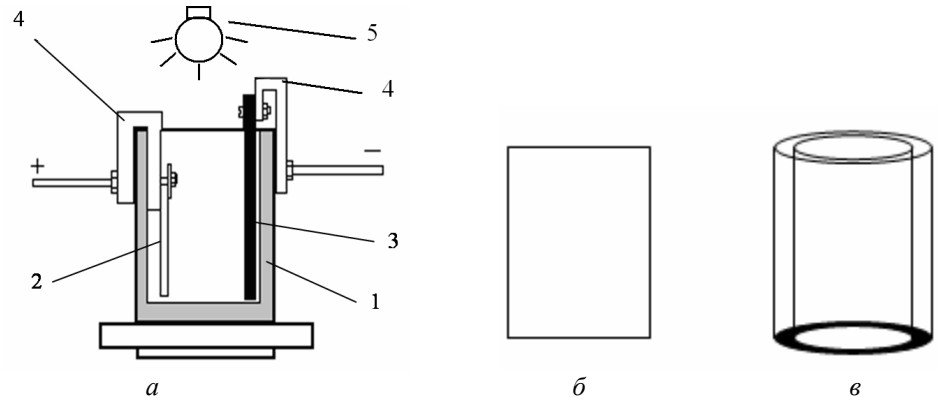


Рис. 1. Конструкция однокамерной электрохимической ячейки (*а*)
с вертикальным расположением электродов:
1 – фторопластовая ванна; 2 – анод (образец кремния); 3 – никелевый катод различной формы
(*б* – прямая пластина; *в* – цилиндр без дна); 4 – крепление электродов; 5 – дополнительное освещение

Результаты исследований показывают, что:

на морфологию, размерность пор, химический состав поверхности ПК и соответственно на коэффициент преломления влияние, при других одинаковых параметрах анодирования, оказывают форма катода и освещение образцов в процессе их получения (рис. 2). Использование цилиндрического катода увеличивает равномерность распределения пор по поверхности пластины и в целом повышает эффективность, воспроизводимость процесса анодирования по сравнению с катодом в форме прямой пластины. В свою очередь совместное использование цилиндрического катода и дополнительного освещения дают следующие результаты. При синем свете поры получаются тонкие, наиболее упорядоченные и максимально сопоставимы с идеальной упорядоченной структурой ПК, при желтом свете достигается наибольшая толщина пористого слоя, поры обычно имеют множество боковых ответвлений, при красном свете глубина протравливания образцов минимальна, часто наблюдается растравливание поверхности ПК либо получаются конусообразные макропоры. Предполагается, что в данном случае цилиндрическая форма катода увеличивает напряженность электрического тока в электрохимической ячейке и равномерность воздействия его на всю площадь подложки кремния, а воздействие синего освещения способствует одновременно увеличению плотности и уменьшению размерности пор. Это указывает на оптическую активность ПК, которая увеличивает химическое взаимодействие электролита с поверхностью образцов ПК. Возможно, форма катода и дополнительное освещение влияют на распределение электрического поля в электрохимической ячейке по отношению к пластине кремния и на направление фронта химического травления. При красном освещении возможна термическая активация поверхности, что увеличивает скорость фронта травления вдоль поверхности по отношению к скорости фронта травления вглубь образца ПК, тем самым изменяя его структуру. Все эти факторы в свою очередь и обеспечивают оптические характеристики структур на основе ПК;

с увеличением глубины пористых структур показатель коэффициента преломления увеличивается и уменьшается с увеличением количества слоев в структуре (рис. 3). Варьируя режимами анодирования возможно получение многослойных пористых структур с резким и плавным изменением коэффициента преломления по глубине и создания планарных волноводов. Это позволяет заранее смоделировать пористую многослойную структуру со ступенчатым или градиентным профилем изменения коэффициента преломления по глубине и обеспечить волноводные свойства таких структур, влияющих на передачу и затухание полезного сигнала;

коэффициент преломления зависит от ориентации плоскости поляризации зондируемого света относительно базового кристаллографического направления пластины кремния (табл. 1), рост пор преимущественно вдоль кристаллографического направления 100 приводит к анизотропии коэффициента преломления пористого кремния, которая обусловлена анизотропией формы поровых отверстий;

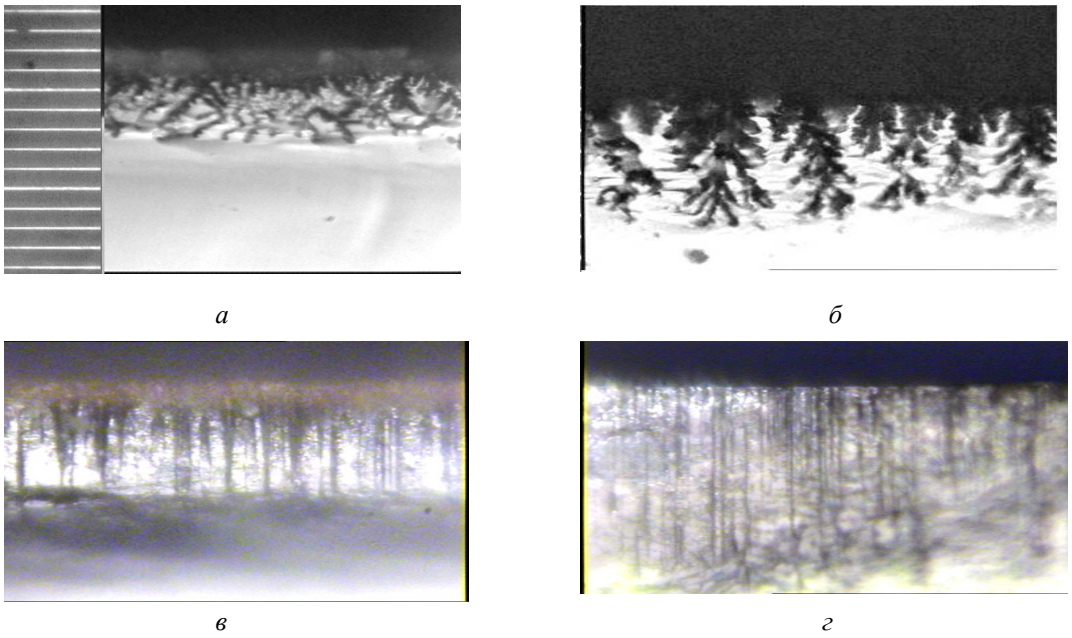


Рис. 2. Структура скола образцов ПК, полученных при использовании цилиндрического катода и дополнительного освещения: *а*, *б* – в желтом свете; *в* – в красном свете; *г* – в синем свете (цена деления мерной шкалы составляет 0,01 мм)

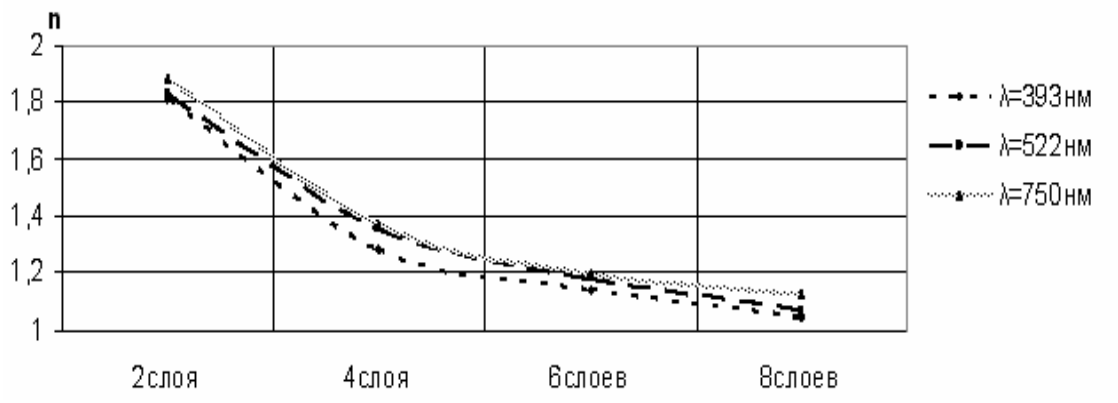
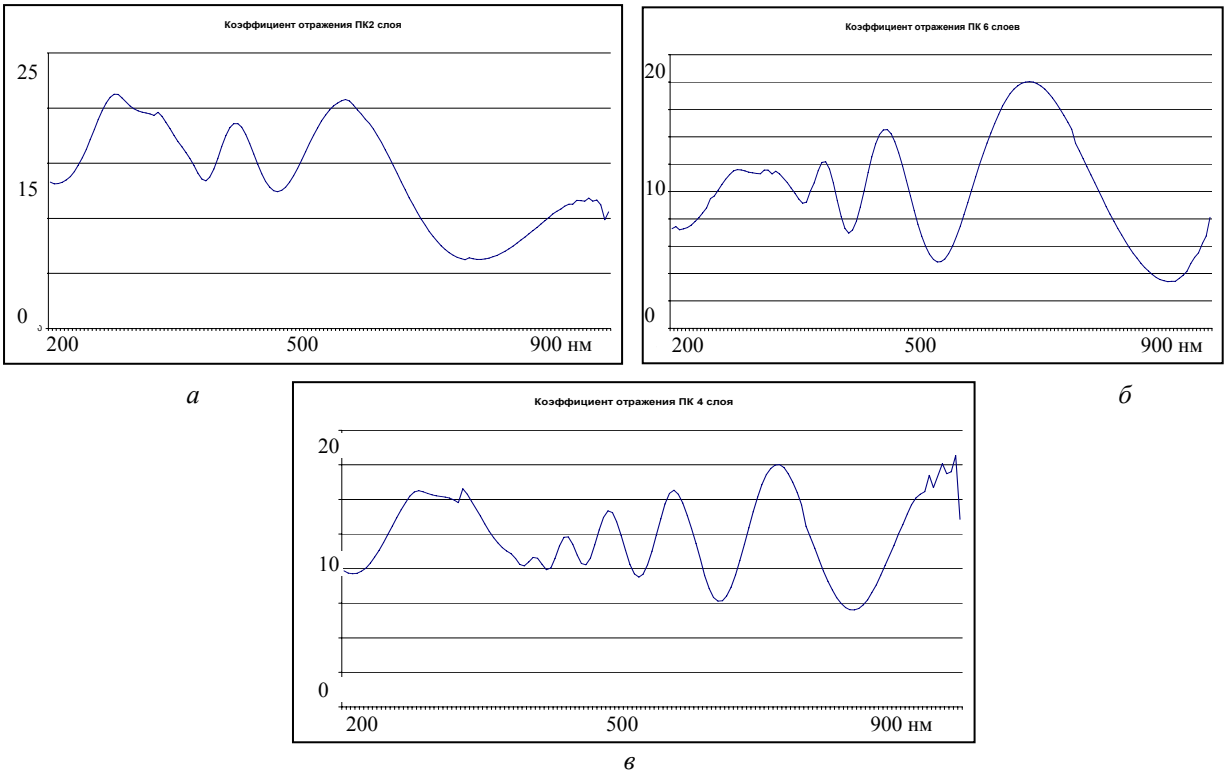


Рис. 3. Зависимость коэффициента преломления от глубины и количества слоев

Таблица 1

Номер образца	Значение коэффициента преломления, n_1	Значение коэффициента преломления, n_2	Изменение коэффициента преломления, Δn
образец №1	1,67	1,20	0,4
образец №2	1,83	1,33	0,5
образец №3	1,35	1,05	0,5
образец №4	1,18	0,69	0,4
образец №5	1,07	0,47	0,5
Примечание: n_1 и n_2 – коэффициент преломления, снятые параллельно и перпендикулярно базовому срезу пластины кремния, соответственно. Образцы № 1–5 отличаются режимами получения			



а *б* *в*

Рис. 4. Спектры отражения многослойных структур: *а* – двухслойная структура; *б* – четырехслойная структура; *в* – шестислойная структура

полученные спектры структур подобные Бреговскому отражателю, сформированные по принципу периодического повторения сдвоенных слоев, указывают на увеличение высоты и сужение пика при увеличении числа повторений сдвоенных слоев с различным коэффициентом отражения (рис. 4). Варьирование толщиной индивидуального слоя при той же пористости структуры приводит к смещению и появлению периодически повторяющихся пиков во всем частотном диапазоне (рис. 4, *в*). Увеличение и накопление пиков отражения в определенном частотном диапазоне происходит в результате повторений сдвоенных слоев за счет конструктивной интерференции. Посредством варьирования плотности тока, может быть, достигнут косинусоидальный профиль изменения коэффициента отражения, что невозможно или сложно реализовать с другими подобными мультислойными диэлектрическими покрытиями.

Список литературы

1. Разработка технологических приемов получения пористого кремния. Современные проблемы радиоэлектроники : сб. научн. тр. / С. А. Матвеева, О. В. Семенова,

В. А. Юзова, А. С. Паршин ; под. науч. ред. А. В. Сарафанова. – Красноярск : ИПЦ КГТУ, 2003. – С. 334–336.

2. Получение оптических пористых структур на кремнии для планарных волноводов. Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. / А. В. Полюшкевич, П. А. Харлашин, М. С. Московских и др. ; ред. А. И. Громыко, А. В. Сарафанов ; отв. за вып. А. А. Левицкий. – Красноярск : ИПК СФУ, 2009. С. 285 – 287.

3. Рябинин, Е. А. Разработка методики тестирования пористых структур на кремнии. Современные проблемы радиоэлектроники : сб. научн. тр. / Е. А. Рябинин, А. Я. Корец, О. В. Семенова ; под науч. ред. А. И. Громыко, А. В. Сарафанова ; отв. за вып. В. И. Ризуненко. – Красноярск : ИПЦ КГТУ, 2005. – С. 395–398.

НАНОРАЗМЕРНЫЕ ОКСИДНЫЕ ЛЮМИНЕСЦЕНТНЫЕ ПЛЕНКИ

А. В. Полюшкевич, Н. Ю. Снежко, В. Г. Шелудько, Т. Н. Патрушева (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: PolRnka@yandex.ru

Экстракционно-пиролитическим методом получены люминесцентные пленки $Y_{1,84}Eu_{0,16}Bi_{0,1}O_3$. Согласно данным атомно-силовой микроскопии, люминесцентные пленка EuYBiO, отожженные при температурах от 600 до 800 °С состоят из округленных наночастиц размером 50 нм, однородных по диаметру и форме. Повышение температуры отжига до 820 °С и выше приводит к некоторому снижению размера зерна до 30 нм, благодаря эффекту расплавления висмутовой компоненты. Дальнейшее повышение температуры отжига до 900 °С приводит к аморфизации структуры пленки в связи с удалением висмута и снижению размера зерна до 0,7–0,6 нм.

Люминесцентные материалы нашли широкое применение для отображения информации, освещения, индикации. Использование специальных покрытий, на их основе, позволяет увеличивать яркость и контраст изображений объектов произвольной природы, что, в свою очередь, повышает качество и эффективность мониторинга и (или) диагностирования состояния последних. В медицине, разрабатываются особые составы люминофоров, упрощающие диагностику заболеваний, а в рентгенографии переход на визуализацию изображения в зеленом свете имеет явные преимущества. В криминалистике наноразмерные люминесцентные порошки позволяют с высокой точностью проявлять отпечатки пальцев. Кроме того, некоторые системы датчиков рентгеновского излучения базируются на люминесцентных материалах. Обширная сфера применения люминесцентных материалов формирует требования к обеспечению, не только их определённых оптических свойств, а также к совместимости с объектами, для которых они создаются. Например, подобные материалы и покрытия на их основе, в случае их использования на космических аппаратах, должны сохранять свои оптические свойства в течение десятилетий, в условиях вакуума, большого перепада температур, космического излучения и т. п.

Известно о двух больших классах люминофоров – сульфидные и оксидные. Ионы сульфидных материалов чувствительны к электрофильным факторам, таким как H^+ и CO_2, следовательно, сульфидные люминофоры является нестабильными в CO_2, O_2, и во влажной окружающей среде при гидролитическом расщеплении. Этот факт был не однократно подтвержден практикой, что легло в основу определенных ограничений при использовании сульфидных люминофоров.

Ярким представителем оксидных люминофоров является оксид цинка, обладающий пьезоэлектрическими свойствами, высокой электронной проводимостью, оптически прозрачный, также является перспективным материалом для создания полупроводниковых источников видимого и ультрафиолетового света.

В настоящее время имеется большой набор сложнооксидных люминесцентных материалов, в частности YVO_4:Eu, Zn_2SiO_4:Mn, ZnO:Zn, Y_2O_3:Eu и т. д. Сложные оксиды являются перспективными материалами в силу их стабильности, особенно в условиях вакуума и аномальных температур. Данным материалам, а соответственно и приборам их использующих, присуща надежность, долгий срок службы, низкие потребляемые мощности, миниатюрные размеры, что в полной мере удовлетворяет требованиям современной техники.

Фотолюминофор Y_2O_3:Eu нашел применение во многих устройствах (плазменные дисплеи, элементы освещения) и является одним из самых обсуждаемых в мировой литературе. Исследование безызлучательной передачи энергии фотовозбуждения между ионами металлов в координационных соединениях РЗЭ имеет как теоретическое, так и прикладное значение. Особый интерес представляют соединения, в которых содержится одновременно РЗЭ и висмут. Сведения о соединениях европия и висмута немногочисленны и в ряде случаев противоречивы.

Соединения EuBiO при комнатной температуре обладают интенсивной люминесценцией красного цвета. Спектры люминесценции смешанных соединений, обусловленные переходами внутри $4f$-оболочки Eu^{3+}, имеют дискретную структуру, то есть обнаруживают люминесценцию европия (красная) и висмута (синяя). В связи с этим при градиентном отжиге возможно получение материала с двумя оптическими переходами. В настоящей работе исследована зависимость характера люминесценции от режимов термообработки пленок EUBiO, а также особенности пленок, полученных экстракционно-пиролитическим методом.

Различные методы используются для получения тонких пленок люминофоров, такие как золь-гель метод, гидротермальный синтез, лазерное испарение и др. Следует отметить, что при получении люминофоров любым из перечисленных методов для достижения высокой яркости свечения необходима высокотемпературная обработка, которая преследует две цели: во-первых, образование оптически активных центров в результате диффузии соответствующих примесей, создание необходимых собственных дефектов; во-вторых, уменьшение плотности линейных и поверхностных дефектов и формирование кристаллов необходимых размеров [1].

Обычно люминесцентные оксидные материалы, сформированные при высоких температурах отжига, характеризуются большим размером кристаллитов (до 1 мкм и выше). Однако метод синтеза оказывает большое влияние на размер зерна, площадь поверхности и дефектность материалов. Интенсивность свечения люминофоров, синтезируемых методом соосаждения, была более высока, чем синтезируемых реакцией твердых оксидов при различных температурах [2], при этом метод соосаждения из растворов формирует более мелкие зерна, чем твердофазный синтез.

Для достижения высокой эффективности люминофоров электронно-дырочная рекомбинация должна максимизироваться. Поэтому площадь поверхности фосфоров, и соответственно размер кристаллитов, должны быть уменьшены. При этом, люминесцентные материалы с высокой эффективностью обычно имеют жесткие кристаллические решетки и высокую степень кристалличности. Однако, с увеличением площади поверхности люминесцентных кристаллов увеличиваются дефекты поверхности. Для люминесцентных материалов, дефекты поверхности приводят к неполезной рекомбинации электронов и дырок. Кроме того, некоторые адсорбируемые вещества на поверхности могут иметь более высокие частоты колебаний, особенно O-H колебания, и они могут, вести к более высокому мультифононной релаксации в малом объёме зерен люминофора. На сегодняшний день все большее значение приобретает чистота, фазовая и морфологическая гомогенность сложнооксидных соединений, что особенно важно для наноструктурированных пленок. Повышение чистоты исходных веществ может быть достигнуто с применением метода экстракции. При этом появляется возможность использования различных материалов, включая вторичные продукты, расширяя сырьевую базу функциональных материалов.

В настоящей работе для синтеза люминесцентных пленок $Y_{1,84}Eu_{0,16}Bi_{0,1}O_3$ использован экстракционно-пиролитический метод [3], отличительными особенностями которого являются повышенная чистота и точная стехиометрия полученных продуктов, а также высокая технологичность. Кроме того, ЭП-методом формируются наноразмерные тонкие пленки сложных оксидов, что отвечает практически всем указанным выше требованиям.

Приготовленные растворы экстрактов Y, Eu, Bi были смешаны в точных стехиометрических соотношениях 1,84:0,16:0,1, благодаря определенным концентрациям растворов экстрактов, которые были уточнены методом атомной абсорбции. Приготовление материалов с различными соотношениями компонентов и легкость введения модифицирующих катионов обусловлены нелетучестью используемых экстрактов и строгим сохранением стехиометрии. Полное смешение компонентов в растворе способствует получению гомогенных или однородных смесей. Методы получения пленок из растворов не требуют вакуумного оборудования, отличаются простотой и в то же время используют процессы самоорганизации и обеспечивают формирование наноструктурных пленок.

Для получения пленок органические соли металлов разлагаются на нагретой поверхности, образуя соответствующие оксиды и газообразные продукты распада, в основном CO_2. Пленка $Y_{1,84}Eu_{0,16}Bi_{0,1}O_3$, на ситалле была отожжена при температурах 600, 700, 800, 900°C. Все образцы демонстрировали интенсивную люминесценцию под УФ облучением.

Согласно данным атомно-силовой микроскопии, люминесцентные пленка EuYBiO, отожженные при температурах от 600 до 800 °C состоят из округленных наночастиц размером 50 нм, однородных по диаметру и форме. Повышение температуры отжига до 820 °C и выше приводит к некоторому снижению размера зерна до 30 нм, благодаря эффекту расплавления висмутовой компоненты. Дальнейшее повышение температуры отжига до 900 °C приводит к аморфизации структуры пленки в связи с удалением висмута и снижению размера зерна до 0,7–0,6 нм. Это согласуется со спектрами люминесценции, в которых исчезает синее свечение в пленках, отожженных при повышенных температурах.

Данные атомно-силовой микроскопии подтверждаются спектрами люминесценции пленок, снятыми с использованием возбуждения на длинах волн 355 нм (ультрафиолетовый лазер DTL-LCS-374QT на Nd:YAG) и 476 нм (аргоновый лазер), а также с помощью люминесцентного спектрометра AMINCO-Bowman AB2. На рис. 3 приведены спектры люминесценции образцов, отожженных при 800°C (образец 2 с красно-синим свечением) и 900 °C (образец 1 с красным свечением), при возбуждении аргоновым лазером на длине волны 476 нм. Спектры образца 1 представлены сплошной линией, а образца 2 – пунктирной линией.

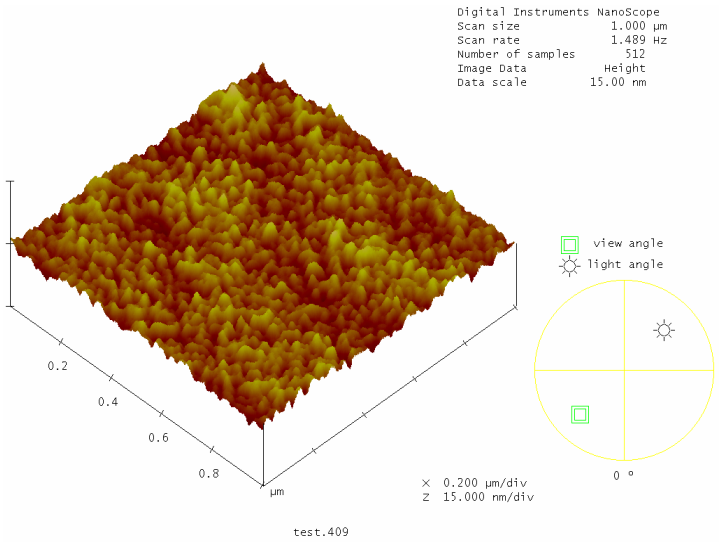


Рис. 1. Пленка EuYBiO, 20 слоев отожженная при 800 °C, 1 ч

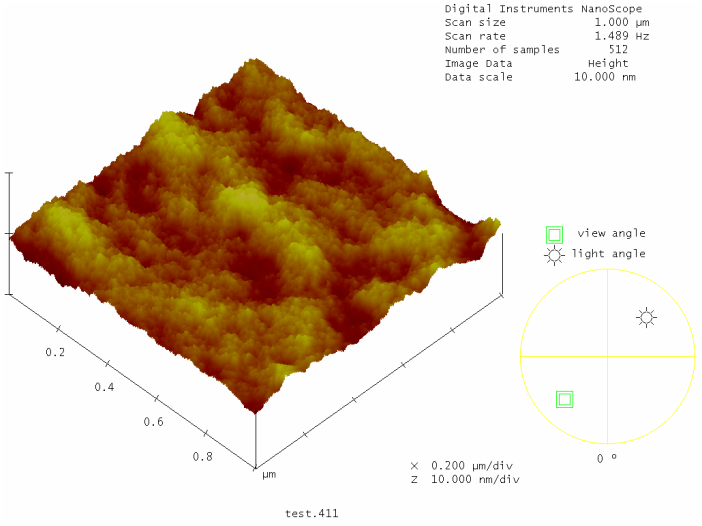


Рис. 2. Пленка EuYBiO, 20 слоев отожженная при 900 °С, 1 ч

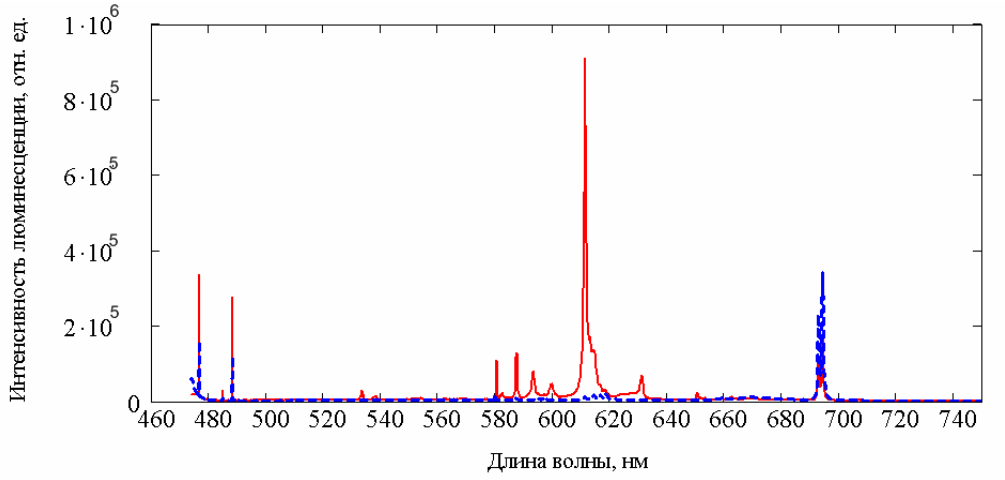


Рис. 3. Спектры люминесценции образцов 1 (сплошная линия) и 2 (штриховая линия) $Y_{1,84}Eu_{0,16}Bi_{0,1}O_3$ при возбуждении на 476 нм

Люминесценция участка спектра 450–650 нм образца 1 имеет типичный вид для люминесценции трехвалентного европия в кристаллических матрицах, с максимумом в области 610 нм. Дополнительно наблюдаются нетипичные для трехвалентного европия линии 692,75 и 694,2 нм. В образце 2 темно-красная люминесценция на длинах волн 692,75 и 694,2 нм доминирует над люминесценцией в оранжево-красной области. Характерные линии европия также обнаруживаются в спектре образца 2, однако имеют гораздо меньшую интенсивность.

Заключение

Экстракционно-пиролитическим методом впервые получены наноразмерные люминесцентные пленки $Y_{1,84}Eu_{0,16}Bi_{0,1}O_3$. При исследовании люминесценции образцов, наблюдалось типичное свечение трехвалентного висмута и трехвалентного европия в образцах, синтезируемых в разных условиях. В ходе данных исследований были выявлены оптимальные условия синтеза люминесцентной пленки $Y_{1,84}Eu_{0,16}Bi_{0,1}O_3$, а именно отжиг при 800°С в течении 1 часа. Представленный метод позволяет смягчить технологические параметры получения люминесцентных материалов и расширить диапазон их оптических характеристик.

Список литературы

1. Петушков, А. А. Размерные особенности люминесценции наночастиц хлорида европия (III) в пористом стекле / А. А. Петушков, С. М. Шилов, В. Н. Пак // Письма в ЖТФ. – 2004. – 30. – № 21. – С. 15–20.

2. Srivastava A.M., Ronda C.R. Phosphors // The Electrochemical Society Interface. Summer 2003. 3. P. 49-52.

3. Холькин, А. И. Экстракционно-пиролитический метод для получения оксидных функциональных материалов / А. И. Холькин, Т. Н. Патрушева. – М. : Ком.Книга, 2006. – 288 с.

НАНОКРИСТАЛЛИЧЕСКИЕ ПЛЕНКИ ДЛЯ ОКСИДНЫХ СОЛНЕЧНЫХ ЯЧЕЕК

А. В. Попов, А. В. Рыженков, А. Ю. Молчанов, Т. Н. Патрушева (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: status-kvo@mail.ru

Для преобразования солнечной энергии в электрический ток используется фотоактивный материал – оксид титана, представляющий альтернативу кремниевым солнечным элементам. Как правило, фото-анод изготавливают осаждением свето-адсорбирующего слоя на пористый слой TiO_2. При этом краситель способствует генерации электроэнергии из видимого света за счет увеличения эффективности поглощения фотонов при малых энергозатратах. Цветосенсибилизированные солнечные элементы основаны на принципе сенсибилизации (увеличения ширины запрещенной зоны) широко-зонного полупроводника.

Наиболее важной операцией в процессе изготовления оксидных солнечных ячеек является изготовление нанокристаллических материалов фотоанода. В настоящее время коммерческим продуктом, удовлетворяющим основным требованиям для применения в солнечных ячейках, является порошок Degussa-P25.

Простая и доброкачественная процедура была разработана для получения при низких температурах TiO_2 наноструктурных пленок. Согласно этому методу, небольшое количество изопропоксида титана (TTIP) было добавлено в спиртовой дисперсии TiO_2 порошка, состоящего из наночастиц, при комнатной температуре, что помогает установить связь между частицами TiO_2 после гидролиза алкоксида и формировать механически стабильные толстые пленки на пластиковой или стеклянной подложке. Структурные свойства пленок характеризовались микроскопией, рентгеновской дифракцией и порометрией. Чистые пленки TiO_2 без каких-либо органических остатков, состоящие из наночастиц, были сформированы с удельной поверхностью 56 $м^2/г$ и порами объемом 0,383 $см^3/г$, аналогично характеристикам порошка Degussa-P25. В целом эффективность преобразования солнечной электрической энергии на 5,3 % и 3,2 % были достигнуты на квази-твердотельных сенсибилизированных красителем солнечных элементах с использованием тонких пленок TiO_2 на $F:SnO_2$ стеклянных и пластмассовых поверхностях с ITO, соответственно.

В направлении замены стеклянных подложек на гибкие пластмассы, мезопористые пленки TiO_2 должны быть изготовлены при низких температурах, а также с нанокристаллическими размерами в целях повышения эффективности преобразования энергии [1]. Среди разнообразия методов, используемых для низкотемпературной обработки TiO_2 пленок, можно назвать такие, как гидротермальная кристаллизация [4], химическое осаждение из газовой фазы алкоксидов титана [5], СВЧ облучение [6],

ние из газовой фазы алкоксидов титана [5], СВЧ облучение [6], ультрафиолетовое облучение [7] и золь-гель метод [8], обеспечивающих эффективность DSSCs использованием ИТО-ПЭТ субстратов в диапазоне 2–3 % при стандартных условиях 100 мВ/см^2 интенсивности света на АМ 1.5 [9].

Однако методы получения наиболее эффективных TiO_2 пленок для DSSCs основаны на высоких температурах обжига. Высокие температуры отжига, как правило, при 450-500 °С, необходимы для удаления органических материалов, используемых для подавления агломерации частиц TiO_2 и уменьшения стресса во время обжига для исключения трещин в пленке и хорошей адгезии к подложке [2]. Кроме того, высокотемпературная обработка пленок способствует кристаллизации TiO_2 частиц и их химическому объединению для лучшего электрического контакта. Низкая температура спекания приводит к получению нанокристаллических пленок титанила с высокой активной поверхностью, но относительно малыми нанокристаллами с многими дефектами и бедной взаимосвязью, при этом с более низкой проводимостью [3]. Высокая температура спекания для TiO_2 пленок, является наиболее эффективным методом для получения DSSCs высокой производительности.

В наших экспериментах наноструктурные пленки TiO_2 были получены нанесением на стеклянные подложки раствора органического экстракта титана, который лучше смачивает подложки, чем водные и спиртовые растворы, и формирует тонкие пленки. Предварительно стекло было покрыто оксидом индия-олова, нанесенным тем же экстракционно-пиролитическим методом.

ИК-Фурье исследование TiO_2 пленки характеризует формирование высокой чистоты материала. ИК-спектр рис. 1 ясно показывает пики, соответствующие TiO_2. Пики, расположенные в районе 400–650 см$^{-1}$ соответствуют вибрации Ti-O и Ti-O-O связей.

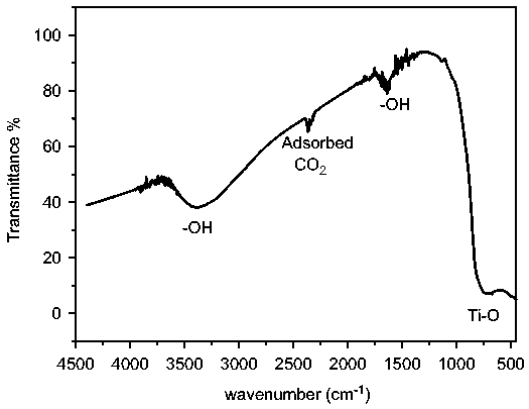


Рис. 1. ИК-спектр пленки TiO_2 на кремниевой пластине, которую промывали несколько раз водой и сушили при температуре 100 °С. Нет органики (области 1500–1000 см$^{-1}$) и Ti-O связи четко представлены на кратчайших волновых числах

С другой стороны, отсутствие пиков при 1000 см$^{-1}$ свидетельствует об отсутствии пероксо групп. Отметим, что экспертиза пленки в ИК было сделана на кремниевых пластинах. Также видно из данных рис. 1, что нет поглощения ИК-пиков примесей, таких как органические отходы –CH и –CH_2 при 1400–2900 см$^{-1}$ и C-O-C при 1000–1500 см$^{-1}$. Кроме того, ИК-спектр твердо свидетельствует о наличии OH-групп, которые абсолютно необходимы для адсорбции красителей при изготовлении DSSCs. Таким образом, качество подготовленной TiO_2 пленки после промывки чистой водой представлено чистыми TiO_2 частицами без каких-либо значительных органических загрязнителей, что является важным преимуществом при оценке эффективности DSSCs с TiO_2 электродами.

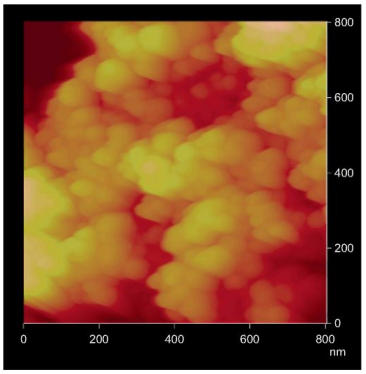


Рис. 2. АСМ изображение TiO_2 пленки Поверхность пленки является довольно грубой и размер частиц колеблется между 25 и 30 нм

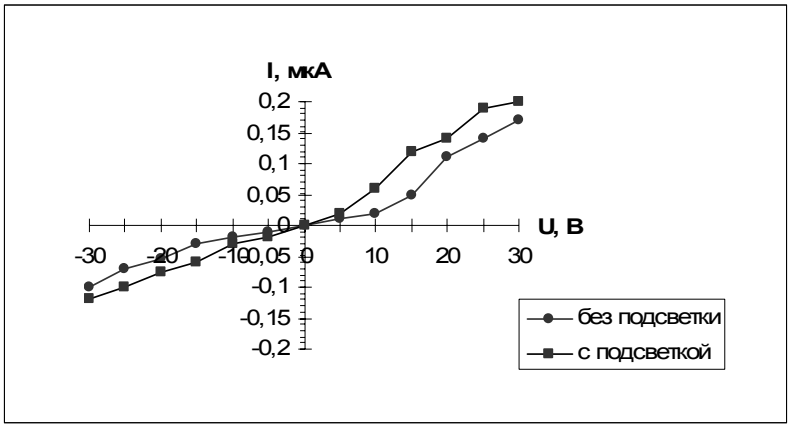


Рис. 3. ВАХ оксида Ti_2ZnO_4 на стеклянной подложке

Методом Brunauer, Emmett и Teller (BET) определения удельной площади поверхности и Barrett, Joyner и Halenda (BJH) объем пор в пленках TiO_2, которые были относительно высокими 56 $м^2$/г и 0,383 $см^3$/г, соответственно.

TiO_2 пленки, подготовленные по вышеописанной процедуре на ITO стекле погружались в 1 мм раствора экстракта рутения и остались там на ночь. Краситель покрывал электрод, которые затем обильно промывали этанолом и сушили в патоке азота. Прежде чем их использовать в DSSC, электроды помещали в печь на 100 °C в течение 15 минут, чтобы удалить любые остатки этанола или влажности, которые могут присутствовать в порах пленки. Платинированное ITO стекла было сделано путем нанесения нескольких капель H_2PtCl_6 раствора (5 мг/л мл в этаноле) с последующим нагреванием при 450 °C в течение 10 мин.

Пленки Ti_2ZnO_4, полученные экстракционно-пиролитическим методом, показали более высокую эффективность генерации света в электрический ток, чем пленки оксида титана. Вольтамперная характеристика пленки Ti_2ZnO_4 (рис. 3) иллюстрирует фотоактивность полученного материала, в котором количество носителей заряда увеличивается при увеличении мощности светового потока.

Вывод

Для получения фотоактивного материала на основе оксида титана целесообразно использование органических прекурсоров, которые не оставляют следов углерода после термической обработки и формируют наноразмерные и чистые пленки, содержащие функциональные группы, улучшающие адгезию к подложке.

Список литературы

1. A.F. Nogueira, C. Longo, M.-A. De Paoli, Polymers in dye sensitized solar cells: overview and perspectives, Coord. Chem. Rev. 248 (2004) 1455.

2. D. Zhang, J.A. Jonathan, A .Downing, F.J. Knorr, J.L. Mc Hale, Room-temperature preparation of nanocrystalline TiO_2 films and the influence of surface properties on dye-sensitized solar energy conversion, J. Phys. Chem. B. 110 (2006) 21890.

3. E. Hao, N.A. Anderson, J.B. Asbury, T. Lian, Effect of trap states on interfacial electron transfer between molecular absorbates and semiconductor nanoparticles, J. Phys. Chem. B 106 (2002) 10191.

4. C.-Y. Huang, Y.-C. Hsu, J.-G. Chen, V. Suryanarayanan, K.-M. Lee, K.-C. Ho, The effects of hydrothermal temperature and thickness of TiO_2 film on the performance of a dye-sensitized solar cell, Sol. Energy Mater. Sol. Cells 90 (2006) 2391.

5. T.N. Murakami, Y. Kijitori, N. Kawashima, T. Miyasaka, Low temperature preparation of mesoporous TiO_2 films for efficient dye-sensitized photoelectrode by chemical vapor deposition combined with UV light irradiation, J. Photochem. Photobiol. A: Chem. 164 (2004) 187.

6. S. Uchida, M. Tomiha, H. Takizawa, M. Kawaraya, Flexible dye-sensitized solar cells by 28 GHz microwave irradiation, J. Photochem. Photobiol. A: Chem. 164 (2004) 93.

7. L.N. Lewis, J.L. Spivack, S. Gasaway, E.D. Williams, J.Y. Gui, V. Manivannan, O.P. Siclovan, A novel UV-mediated low-temperature sintering of TiO_2 for dye-sensitized solar cells, Sol. Energy Mater. Sol. Cells 90 (2006) 1041.

8. E.Stathatos, H. Choi, D.D. Dionysiou, Simple procedure of making room temperature mesoporous TiO_2 films with high purity and enhanced photocatalytic activity, Environ. Eng. Sci. 24 (2007) 13.

9. H. Lindstrom, A. Holmberg, E. Magnusson, S. Lindquist, L. Malmqvist, A. Hagfeldt, A new method for manufacturing nanostructured electrodes on plastic substrates, NanoLett. 1 (2001) 97

10. S.A. Haque, E. Palomares, H.M. Upadhyaya, L. Otley, R.J. Potter, A.B. Holmes, J.R. Durrant, Flexible dye sensitized nanocrystalline semiconductor solar cells, Chem. Commun. 24 (2003) 3008.

ОКСИДНЫЕ ЗАЩИТНЫЕ ПЛЕНКИ

Н. Ю. Снежко, М. П. Конев, А. А. Кинстлер, Т. Н. Патрушева (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: zxcvbnm007@mail.ru

Пленки оксидов металлов являются перспективными материалами для защиты различных изделий, в том числе микроэлектронных от коррозии, излучений, термических нагрузок и агрессивных сред.

Например, диоксид титана (TiO_2) имеет много уникальных свойств, например, превосходный оптический коэффициент пропускания, высокий показатель преломления, химическая стабильность и фотокаталитические свойства. Пленки TiO_2 являются стойкими к восстановлению. Темновая проводимости TiO_2 пленки, полученной при температуре подложки около 350 и 500 °C составила $3{,}5 \cdot 10^{-8}$ и $1{,}4 \cdot 10^{-6}$ См/см, соответственно [1]. Для улучшения электропроводности, TiO_2 пленки были получены при варьировании скорости охлаждения субстрата после подготовки пленки. Образцы были изготовлены при температурах подложки 650 °C и скорости охлаждения R_C 325 С/ч, что является обычными условиями, которые мы используем в изготовлении TiO_2 пленок. Электрическая проводимость

при R_C 325 С / ч составляет $5{,}6 \cdot 10^5$ См/см в то время как она становится $3{,}9 \cdot 10^2$ См/см при R_C 30 С/ч. Это может быть объяснено изменением микроструктуры пленки и изменением размера зерна в процессе быстрого и медленного охлаждения. Кроме того, легирование азотом TiO_2 пленки, кажется, одним из способов совершенствования проводимости [2]. Установлено, что проводимость пленок N_2-отжига повысилась с $1{,}4 \cdot 10^{-6}$–$4{,}5 \cdot 10^{-2}$ См/см. С другой стороны, проводимость TiO_2 пленки после отжига на воздухе незначительно увеличилась до $1{,}4 \cdot 10^{-6}$ См/см.

Оптические спектры пропускания TiO_2 пленок, полученных при температуре стеклянной подложки 500 °С показаны на рис. 1, *а* сплошной линией. При толщине образца 700 нм, средний коэффициент пропускания TiO_2 пленки превысила 70 % в видимой и ближней инфракрасной области. Это означает, что TiO_2 пленка может быть используема в качестве материала для окна солнечных батарей. Показатель преломления TiO_2 пленки колебался от 2,2 и 3,4 в диапазоне длин волн от 400–1400 nm, как показано на рис. 1, *б* кругами. Введение ниобия повышает показатель преломления пленки TiO_2 и сдвигает пики поглощения в оптическом спектре пленки.

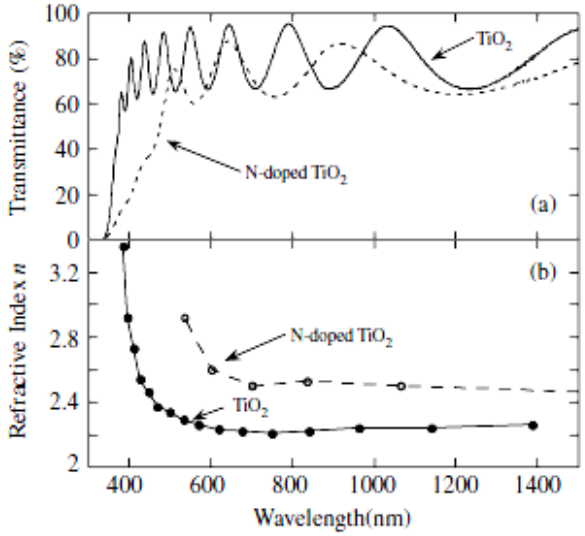


Рис. 1. Оптические спектры пропускания (*а*) и показатель преломления (*б*)
пленки TiO_2 (слошная линия) и допированной Nb пленки TiO_2 (пунктирная линия)

TiO_2 пленка может быть использована в качестве материала для просветляющего покрытия кремниевых солнечных батарей, поскольку значение $n = 2{,}3$ на 550 nm это промежуточное значение по сравнению с SnO_2 (2) и Si тонкопленочного (3,5).

Методика пиролиза химического распыления [3] с использованием ацетатных прекурсоров была использована для нанесения тонких пленок MgO, NiO и ZrO_2 на подложки из оцинкованной стали. Эти пленки были изучены как барьерные покрытия против деградации оцинкованного стального листа в течение длительного срока наружного воздействия. Распыление с химическим пиролизом (СП) может быть интересной альтернативой для производства, поскольку оно сочетает в себе потенциально низкую стоимость установки и большие площади осаждения с малыми воздействиями на окружающую среду с использованием воздуха в качестве носителя паров и водных растворов прекурсоров. Различные неорганические оксидные тонкие пленки были нанесены с использованием установки Спрей пиролиза, которая была успешно применена на больших производственных площадях с использованием метода рулона на рулон (Coil Coating). Среди оксидов, аморфный диоксид циркония показал лучшее поведение в качестве барьерного слоя для защиты стали до настоящего времени. Осаждение тонких пленок оксида магния и оксида никеля также было осуществлено методом «рулона на рулон» спрей установкой. Раствор

прекурсоров с потреблением 3 л/ч впрыскивания с помощью массива из 6 спрей-насадок, которые были проведены в непрерывное движение по пневматике и перпендикулярно для стальной ленты для продвижения со скоростью 1,2 см/с Воздух с давлением 4 бар, а расстояние между соплом и стальной лентой составила 50 см. Домашние галогенные лампы отражатели 2000 W каждая были использованы для нагрева подложки и отверждения пленок. Пленки оксида никеля были найдены аморфными по данным РСА, в то время были пленки оксида магния получены с кристаллической структурой с (200) преференциальный кристаллографической ориентацией. Аморфные пленки NiO, по данным СЭМ, однородно покрывает субстраты, тогда как пленка MgO растрескивается в связи с механическими напряжениями при кристаллизации.

Увеличение защиты от коррозии в солевом растворе и в кислых условиях наблюдали на покрытии NiO на стали, что ясно показывает, что покрытие NiO, хотя и очень тонкое, охватывает полностью субстрат, давая тем самым физическую и химическую защиту. Абсолютные полусферические отражательные измерения показали, что покрытие NiO может быть использовано, как защитное покрытие, например, высоко отражающеее для алюминиевых поверхностей, используемых в солнечных приложениях.

Оксидные материалы могут быть использованы в качестве защитно-декоративных. Для нанесения защитно-декоративных покрытий на подложке из стекла и натуральных и синтетических камней темного цвета, были использованы оксиды SiO_2, Fe_2O_3, Al_2O_3. Поверхность подложки должна быть полированной, в противном случае защитные и декоративные особенности, резко уменьшается. Для неровностей (независимо от кривизна поверхности) больше, чем 50 нм в высоту, матовый тон была получен, и сбои в работе покрытий увеличились. Предварительная обработка подложек для удаления любых углеводородных пленок и других примесей на поверхности, играет важную роль. Исследования [4] показали, что для получения защитно-декоративных покрытий на диэлектрической подложке, необходимо всегда принимать во внимание состав, топологии и состояние поверхности, а также цвет подложки. Для получения декоративных защитных покрытий Zr-ZrO_2 и Ti-TiO_2 целесообразно использовать метод анодного окисления. Процесс анодного окисления циркония и тантала покрытия, нанесенного на диэлектрическую подложку осуществляется в слабых растворах кислот, например, 4–5 % лимонной кислоты или винной, которые не растворяют металлических или оксидных покрытий. Целесообразно проводить окисление с использованием твердого заостренного вольфрамового стержня в изолированной оболочке. Как известно, процесс окисление связан с образованием ионной проводимости в электрических полях 10^8–10^9 В/м. В этом случае, ток около 0,1–10 мА/см^2 течет в диэлектрическом слое.

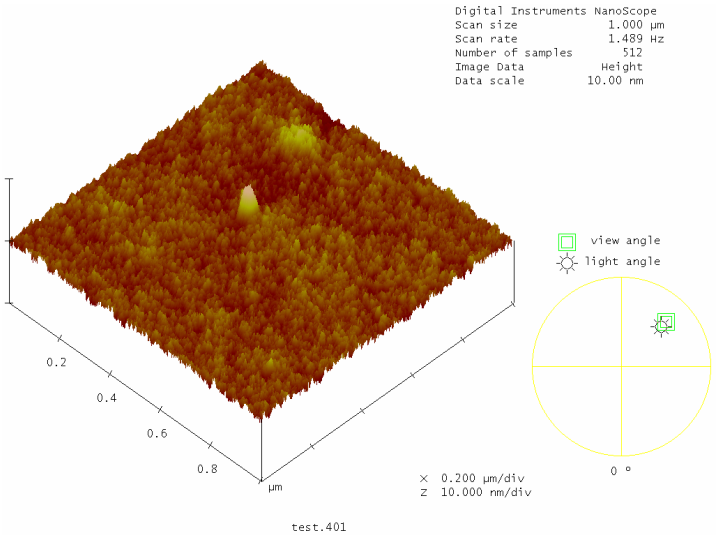


Рис. 2. Микроструктура пленки $Zr_{0,97}Y_{0,03}O_2$, полученной экстракционно-пиролитическим методом

Цвет покрытия, контролируется закалкой интерфейса оксид-металл. При увеличении напряжения на вольфрамовый стержень, цвет изменяется в следующей последовательности: серый, светло-бежевый, коричневый, коричнево-фиолетовый, фиолетовый, темно-синий, голубой, синий, металл, светло-желтый, золотой, малиновый, изумрудный, светло-зеленый. **З**акалка интерфейса была успешно использована для производства декоративных покрытий на поверхности различных диэлектрических подложек, в частности, синтетических и природных камней. Это позволило создать украшение поверхности с полихроматическим, стабильным цифровым изображением с разрешением до 100 линий/мм с помощью экологически чистых процессов. Обработка обеспечила высокую воспроизводимость защитно-декоративных свойств покрытий.

В наших экспериментах были получены защитные пленки диоксида циркония, стабилизированного иттрием экстракционно-пиролитическим методом. После пиролиза при 450 °С и отжига при этой температуре в течение 1 часа пленка имела гладкую ровную поверхность (рис. 2), шероховатость которой не превышает 1,5 нм. Пленка состоит из округлых зерен, однородных по размеру и форме. Размер зерна составляет около 10 нм.

Заключение

Для получения защитных оксидных пленок целесообразно использовать растворные технологии, снижающие температурные и временные параметры процессов пленкообразования и приводящие к получению наноразмерных структур.

Список литературы

1. M. Rothschild, A.R. Forte, Appl. Phys. Lett. 59 (1991) 1790.

2. Yoon-Chae Nah, Kwang-Soon Ahn, Yung-Eun Sung Effects of tantalum oxide films on stability and optical memory in electrochromic tungsten oxide films // Solid State Ionics 165 (2003) 229– 233.

3. R. Romero, F. Martin, J.R. Ramos-Barrado, D. Leinen Study of different inorganic oxide thin films as barrier coatings against the corrosion of galvanized steel // Surface & Coatings Technology (2009) (статья в печати).

4. T.D. Radjabova, A.I. Kamardinb, A.V. Sharudob The investigation of two-layer protective-decorative coatings on oxide substrates // Vacuum 75 (2004) 143–147.

ОСОБЕННОСТИ АНОДНОГО ТРАВЛЕНИЯ АРСЕНИДА ГАЛЛИЯ

А. Е. Шведин, А. Н. Кожурин, В. А. Юзова (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
E-mail: yuzovav@yandex.ru

В работе сообщается о получении электролитическим способом толстых пористых слоев на подложках арсенида галлия (111) n-типа проводимости и исследовании их структуры.

Интерес к пористому арсениду галлия вызван в основном двумя причинами. Во-первых, имея богатейший опыт получения пористого кремния, обладающего кардинально новыми физико-химическими свойствами, путем простейшего воздействия (анодного травления) на исходный материал, представляется весьма перспективным расширение области применения этого способа на другие полупроводниковые материалы, в частности на GaAs, который считается одним из основных материалов оптоэлектроники. Это даст возможность найти дешевый, относительно простой и универсальный способ формирования

низкоразмерных полупроводниковых материалов, что в свою очередь позволит расширить спектральный диапазон люминесцентной электроники. Положительный результат в этом направлении уже имеется, что отражено в ранних работах [1, 2]. Во-вторых, на подложках низкоразмерного (пористого) GaAs технологически легче вырастить бездефектные с небольшими механическими напряжениями пленки GaN, которые перспективны в производстве приборов ультрафиолетового диапазона [3]. При изготовлении таких «мягких» подложек важно получить на них развитую поверхность такой толщины, которая была бы способна погасить механические напряжения в растущей пленке GaN. Однако, получить толстые пористые слои как химическим, так и электролитическим способами на полупроводниках группы A^3B^5 довольно сложно. По сравнению с пористыми кремниевыми слоями пленки пористых сложных полупроводников гораздо чувствительнее к химическому составу электролита, присутствию в нем воды, режимам анодирования. Исследования авторов [4] показали, что пористые слои арсенида галлия легко отделяются от подложки или рассыпаются в процессе изготовления. Поэтому толщины пористых пленок для сложных полупроводников ограничиваются величинами 2 μm [3], 10 μm [5], 35 μm [6].

В настоящей работе сообщается о получении электролитическим способом толстых пористых слоев на подложках арсенида галлия и исследовании их структуры.

В качестве исходного материала использовалась полированные с обеих сторон пластины монокристаллического арсенида галлия, выращенного методом Чохральского, легированные теллуром (*n*-тип проводимости) до концентрации $75{,}5 \cdot 10^{16}$, кристаллографической ориентации (111). Пористые слои формировались в двухкамерной ячейке одновременно на сторонах A и B при подаче положительного потенциала на образец (рис. 1). Плотность тока составляла 10–50 mA/cm^2, время анодирования – 10–30 min. Травление производилось при освещении образца лампой накаливания мощностью 60 W.

Толщину полученных пористых слоев (GaAs-por) измеряли с помощью интерференционного микроскопа МИИ-4. Исследование структуры производили с использованием растрового электронного микроскопа TM-1000 (HITACHI).

Микрофотография слоев GaAs-por, полученных при плотности тока 50 mA/cm^2, времени анодирования 30 min на стороне A (слева) и стороне B (справа), представлены на рис. 2.

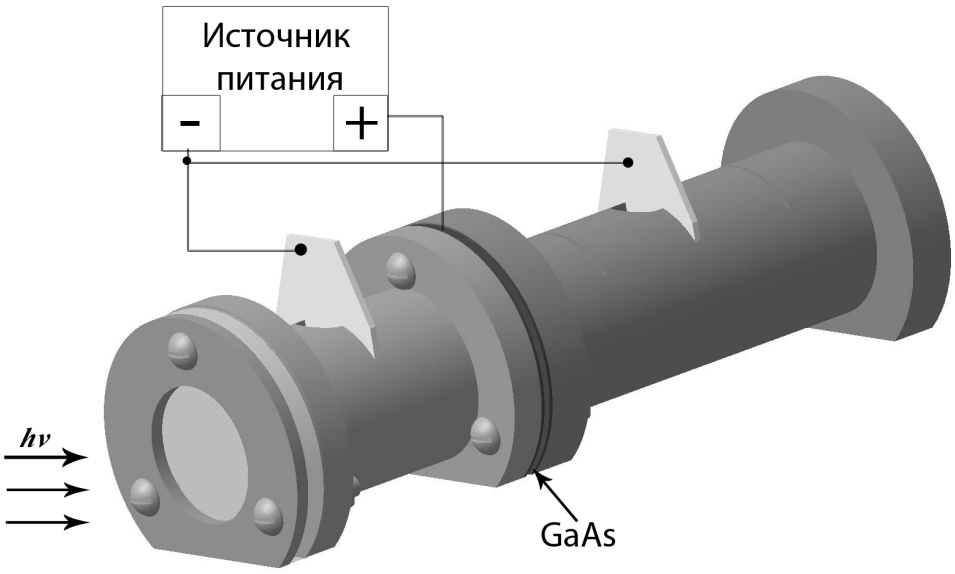


Рис. 1. Двухкамерная электролитическая ячейка

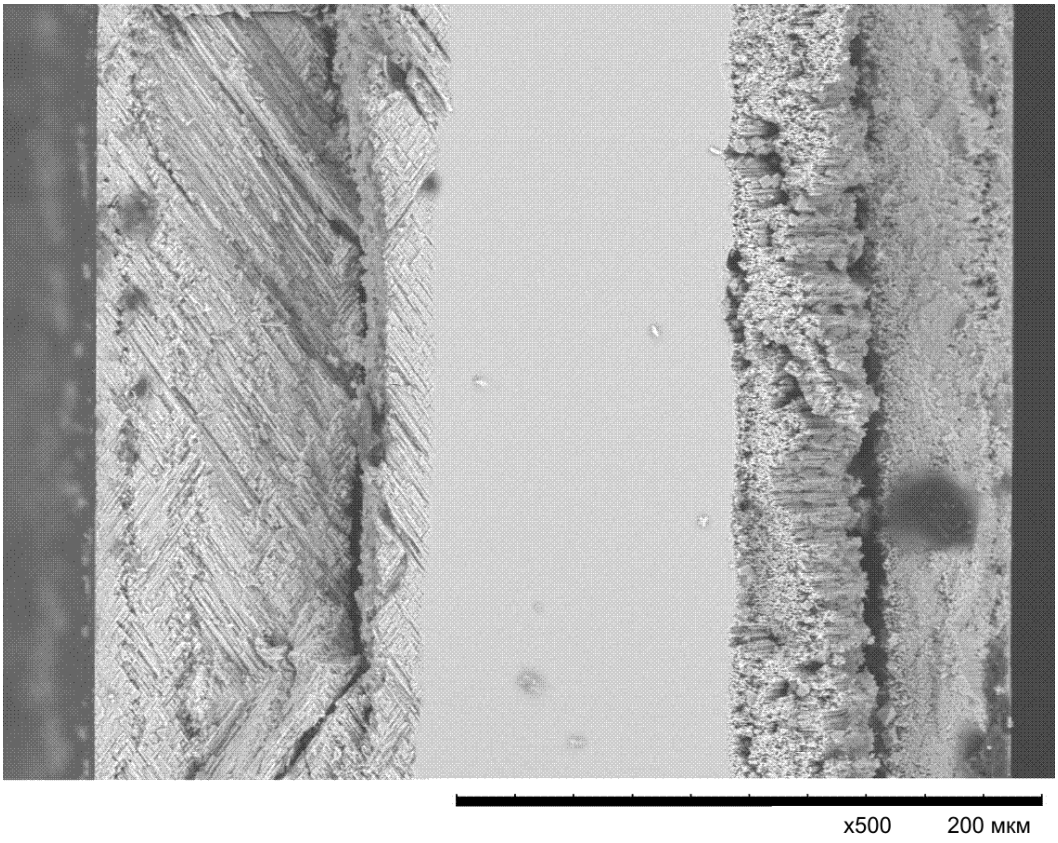


Рис. 2. Микрофотография скола образца GaAs с пористыми слоями: слева – сторона А, справа – сторона В

Из рис. 2 видно, что структура и толщина пористых слоев, полученных на сторонах А и В кристаллического образца различна. На стороне А формировался пористый слой толщиной порядка 90 μm, а на стороне В – 45 μm. По сравнению с известными нам работами такие толстые пористые слои на подложках арсенида галлия (111) получены впервые. Визуально слои имели блестящую без видимых изменений цвета поверхность.

Слои плотно держались на подложке и при получении сколов не разрушались, хотя на рис.2 явно видны признаки начинающегося их отделения от подложки.

О структуре пористых слоев в литературе приводятся самые противоречивые данные. Например, в работе [7] сообщалось о том, что на исходных подложках GaAs-n (111) получили поры, располагающиеся на обеих сторонах перпендикулярно подложке, а в [8] - поры, расположенные к поверхности под углом. Травление осуществлялось в водных растворах плавиковой кислоты, но при разных плотностях тока.

Мы получили на обеих сторонах одного образца GaAs-n (111) пористые слои различной морфологии. На стороне А образца формировалась сеть перпендикулярных друг другу протяженных пор, расположенных под углом 45^0 к поверхности. На стороне В поры располагались перпендикулярно поверхности и имели более высокую плотность.

Отсюда можно сделать вывод, что травление бинарных полупроводников – процесс значительно более сложный в сравнении с травлением простых веществ, в частности кремния. Это связано со значительной степенью ионности кристаллических решеток бинарных полупроводников и разными скоростями перехода в раствор двух различных компонентов полупроводника. В результате поверхность образца обогащается преимущественно одним элементом, обычно в форме гидратированного оксида. Например, если используется в качестве исходного материала GaAs ориентации (111), то его поверхности могут быть различны. На одну сторону (сторона А) выходят атомы Ga, а на другую (сторона В) – атомы As. И эти атомы будут травиться также с различной скоростью.

Как видим, при формировании пористого GaAs, можно столкнуться с большим разнообразием его морфологических характеристик. Поэтому следует всегда четко оговаривать сторону (А или В), на которой получены пористые слои.

Список литературы

1. Schmuki P., Frazer J., Vitus C.M., Graham M.J., Isaacs H.S. //J. Electrochem. Soc., 1996, 143, p. 3316.
2. Лебедев А. А., Рудь Ю. В. // Письма ЖТФ. – 1996. – Т. 22. – С. 12.
3. Кидалов В. В., Сукач Г. А., Ревенко А. С., Потапенко Е. П. // ФТП. – 2003. – Т. 27 (11). – С. 1303.
4. Горячев Д. Н., Сресели О. М. // ФТП. – 1997. – Т. 31 (11). – С. 1383.
5. Арсеньев И. Н., Бобыль А. Б., Борковская Щ. Ю. и др. // ФТП. – 2006. – Т. 40 (7). – С. 876.
6. Ушаков В. В., Дравин В. А., Мельник Н. Н. и др. // ФТП. – 1998. – Т. 32 (8). – С. 990.
7. Аверкиев Н. С., Казакова Л. П., Лебедев Э. А., Рудь Ю. В., Смирнов А. Н., Смирнова Н. Н. // ФТП. – 2000. – Т. 34 (6). – С. 757.
8. Мамутин В. В., Улин В. П., Третьяков В. В., Иванов С. В., Конников С. Г., Копьев П. С. // ПЖТФ. – 1999. – 25 (1). – С. 3.

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ПОРИСТОГО ОКСИДА АЛЮМИНИЯ В КАЧЕСТВЕ ЭЛЕКТРОДНОГО МАТЕРИАЛА МИКРОТОПЛИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Ю. А. Алексеев, Д. И. Шелестов, В. И. Устинов,
Г. Н. Шелованова (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: dimon_art86@mail.ru

Введение

Микротопливные элементы (МТЭ), работающие в диапазоне сравнительно малых мощностей (от 1 Вт и менее до десятков ватт), применяются в качестве источников питания разнообразных бытовых электронных устройств. В первую очередь сюда следует отнести мобильные телефоны, ноутбуки, видеокамеры. С каждым годом расширяется мировой рынок микротопливных элементов питания портативных устройств, возрастают требования к повышению их энергоемкости. Удельная энергоемкость микротопливных элементов может достигать 400 Вт·ч ⁄кг и более по сравнению с 200 Вт·ч ⁄кг в литий-ионных батареях. Следует принимать во внимание и экологическую безопасность. С этой точки зрения топливные элементы более экологичны, особенно на водородном топливе. Задача реализации новых идей в деле создания конкурентоспособных МТЭ, несомненно, является актуальной.

Новые идеи в создании микротопливных элементов

Имеется несколько подходов, в рамках которых основным вариантом в разработках МТЭ является топливный элемент с твердополимерной протонпроводящей мембраной, разделяющей анодную и катодную стороны [1]. На анодной стороне происходит реакция

окисления топлива, на катодной – реакция восстановления кислорода воздуха. Для протекания реакций требуется катализатор (чаще всего платина или ее сплавы). Температурный диапазон работы таких элементов от −10 до 80 °С, что оптимально для работы мобильных (бытовых) электронных приборов. В воздух-водородных топливных элементах для равномерного распределения рабочих газов, осуществления электрического контакта с катализатором и в качестве носителя катализаторов используются углеродные бумаги и ткани.

Существует и альтернативный вариант, заключающийся в применении макропористого кремния для выполнения функций газораспределения и электродов [2].

Остановимся на достоинствах данного варианта. Во-первых, при создании МТЭ применяются конструктивные решения и материалы, совместимые с технологиями массового производства электронных приборов, т. е. с базовыми технологиями микроэлектроники. Во-вторых, кремний характеризуется химической стойкостью, технологичностью, возможностью получать структуры с высокой удельной поверхностью. Пористый кремний получают электрохимическим травлением кремниевой пластины, которая одновременно является и несущим каркасом. В зависимости от уровня легирования исходного полупроводника и типа проводимости, состава электролита и режима травления можно получать пористые слои с разными свойствами. В зависимости от макро-, мезо- и микропористости удельная поверхность меняется от 0,1 до 600 $м^2/см^3$, а удельная электропроводность от 1 до 10^{-14} См/см.

По нашему мнению, кремниевая технология, обладая несомненными достоинствами, не является единственно возможной с точки зрения уменьшения удельной стоимости в конкуренции с литий-ионными аккумуляторами. Материалом, выполняющим одновременно электродные и газораспределительные свойства, может быть пористый оксид алюминия. В пользу этого рассмотрим следующие соображения.

1) Как и кремний, пористый оксид алюминия обладает многофункциональностью: на основе пористого оксида алюминия можно изготавливать газоподводящие каналы (их роль выполнят макропоры диаметром 1–10 мкм и плотностью 10^6–10^7 $см^{-2}$), электроды с низким удельным сопротивлением порядка 10^{-3} Ом·см, каркас для протонпроводящей мембраны (пористый оксид алюминия с удельным сопротивлением порядка 10^7 Ом·см).

2) Возможность монолитного исполнения микротопливного элемента, объединяющего в единой алюминиевой пластине различные функциональные элементы.

3) Технологичность: на алюминии, плотном и пористом оксиде алюминия с помощью фотолитографии и травления можно изготавливать объемные детали с размерами от единиц до сотен микрометров.

4) Использование технологических операций массового производства на существующих мощностях полупроводникового производства, что удешевляет процесс.

5) Химическая стойкость.

6) Небольшой удельный вес.

7) Доступность материала и его низкая стоимость.

Получение электродов МТЭ на основе пористого оксида алюминия

Рассмотрим процесс формирования пористого оксида алюминия. Напряжение U является одним из более важных параметров, влияющих на упорядоченность пор. Расстояние между порами пропорционально приложенному напряжению с коэффициентом пропорциональности $2{,}5 \le к\ (nm/V) \le 2{,}8$.

$$D = кU.$$

Тип и концентрацию электролита для данного напряжения необходимо подбирать для того, чтобы получить рост упорядоченных пор. При травлениии алюминия в серной

кислоте оптимальным является напряжение ~40 V, в щавелевой кислоте ─ от 30 V до 120 V и в фосфорной кислоте интервал напряжений составляет 80−200 V. Это ограничение вызвано электропроводностью и значением pH электролита. Например, если проводить травление алюминия в серной кислоте при высоком напряжении, то произойдет пробой оксидной пленки образца, так как электропроводимость серной кислоты высока. Значение pH электролита определяет диаметр пор. Чем меньше pH, тем меньше диаметр пор.

Во время анодирования температуру поддерживают меньше комнатной во избежание растворения формирующегося оксида кислотным электролитом: например, травление в щавелевой кислоте при напряжении 40 V проводили в температурном интервале 1−20 °C. Еще одной причиной для поддержания минимально возможной температуры является необходимость избежать локального нагревания дна пор во время процесса анодирования. В противном случае возникает локальный пробой оксидной пленки вследствие неоднородности электрического поля.

Другими важными условиями процесса были следующие: а) отжиг алюминия при температуре 500 °C в течение 6 часов, б) удаление неровностей поверхности с помощью электрохимической полировки, в) обязательное перемешивание электролита во время анодирования, чтобы избежать нагревания и обеспечить проникновение анионов в каналы пор.

Анодирование осуществляли в ячейке, которая представляет собой двухэлектродную систему, платиновая спираль является катодом, алюминиевая пластина анодом. Для перемешивания электролита использовали мешалку, соединенную с электромотором. Ячейку охлаждали проточной водой или водой со льдом.

В качестве материала использовали химически чистый алюминий (99,99%) в виде пластин или фольги. На первом этапе проводили отжиг исходных пластин при температуре около 500 °C в течение 6 часов для увеличения размера микрокристаллитов (зерен) алюминия.

Чем больше размер зерен, тем упорядоченнее поры. Есть и другой способ повысить упорядоченность в расположении пор. Как известно, при достаточно большом времени анодирования происходит переход от неупорядоченности к механизму самоупорядочения пор. Вырастив и удалив так называемый «жертвенный слой», можно получить матрицу пористого оксида алюминия с упорядоченными порами.

Это является большим достоинством пористого оксида алюминия по сравнению с кремнием: упорядоченные поры в кремнии можно получить только литографически.

На втором этапе образцы полировали сначала механически, затем химически в течение 5 минут при температуре около 100 °C в растворе состава 72 % H_3PO_4, 12 % H_2SO_4, 8 % HNO_3 и 8 % H_2O.

После полировки образцы подвергали двухстадийному анодированию в электрохимической ячейке. Время обеих стадий примерно одинаково (порядка 6 часов). После первого анодирования проводили растравливание пор путем снятия оксидной пленки в растворе соответствующего состава. На рис. 1 приведена фотография скола пористого оксида алюминия, сформированного на фольге (микроскоп МИИ-4). Слой пористого оксида алюминия прозрачен для видимого света и составляет большую часть исходной фольги.

Возможность управлять размерами пор и их организацией иллюстрируют рис. 2 и 3, на которых представлены фотографии поверхности пористого оксида алюминия в АСМ микроскопе. Для отожженного исходного алюминия четко просматривается увеличение упорядоченности в расположении пор в пористом оксиде алюминия по сравнению с неотожженным образцом.

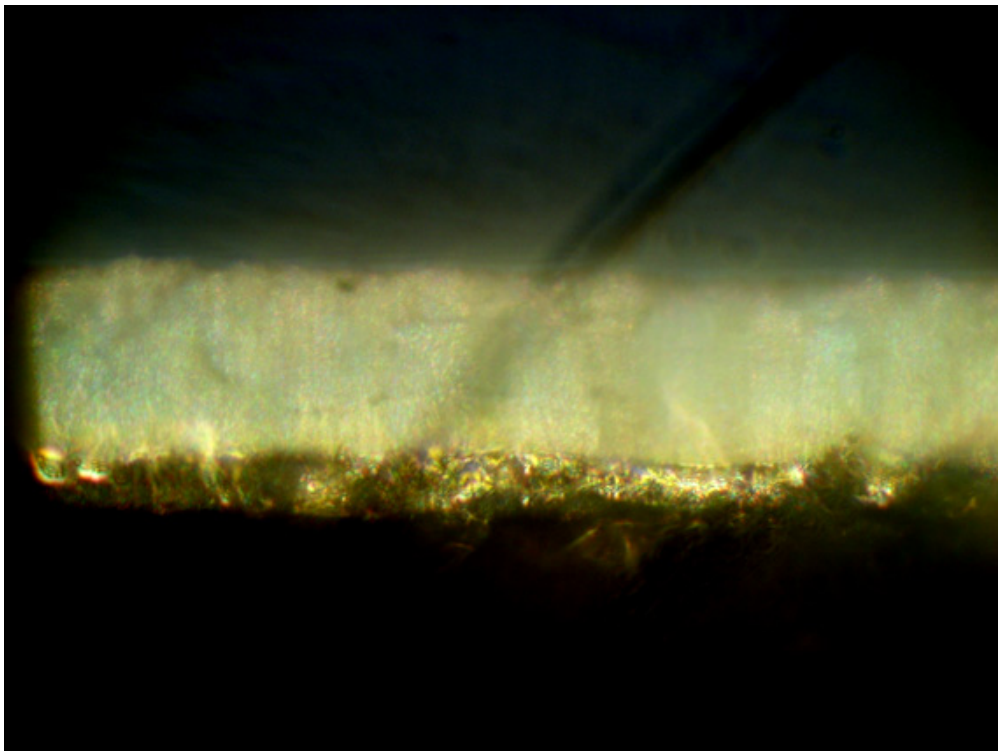


Рис. 1. Фотография скола пористого оксида алюминия в оптическом микроскопе МИИ-4. Увеличено в 300 раз

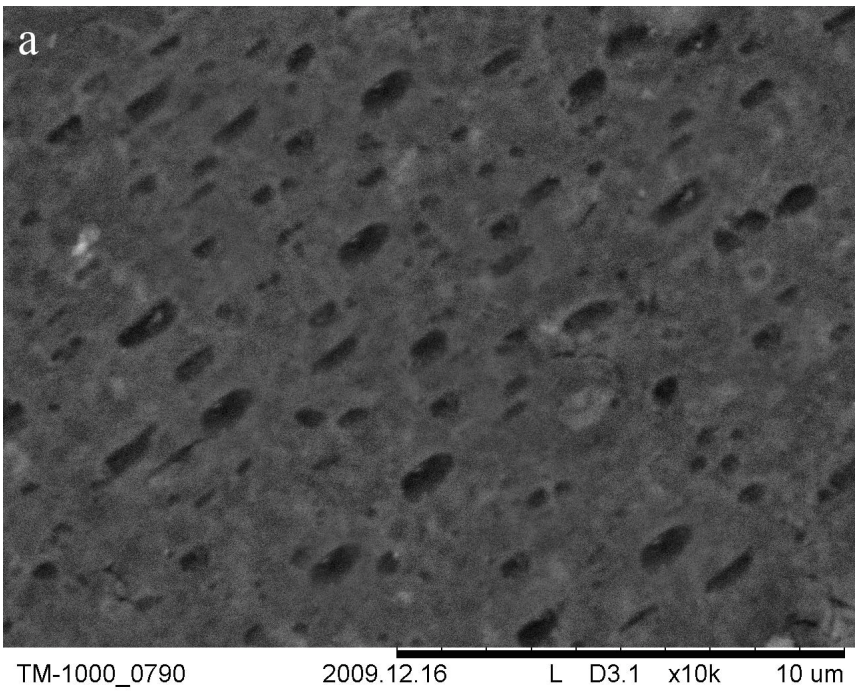


Рис. 2. Фотография поверхности пористого оксида алюминия в АСМ (неотожженный исходный алюминий)

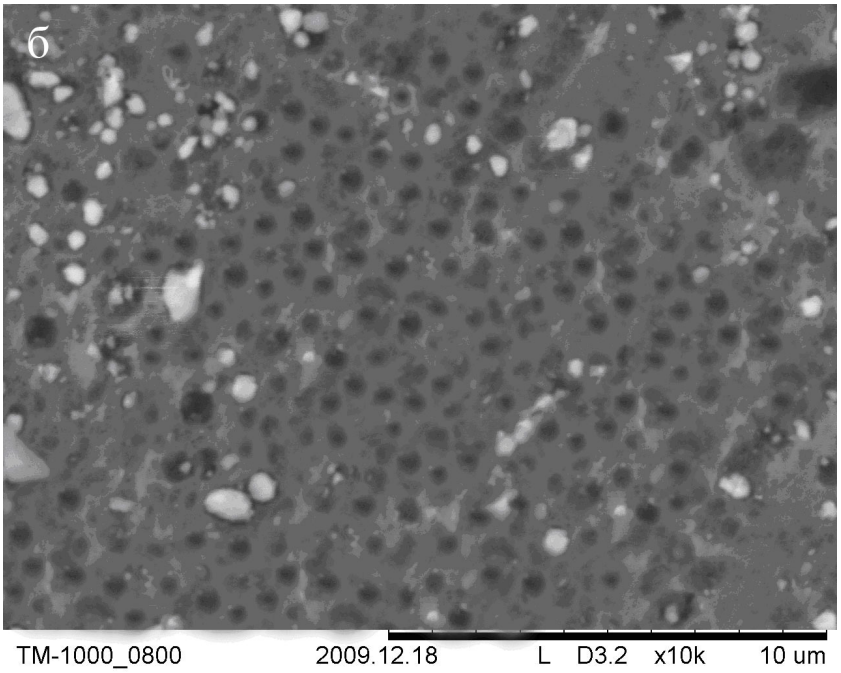


Рис. 3. Фотография поверхности пористого оксида алюминия в АСМ (отожженный исходный алюминий)

Заключение

Сопоставляя результаты управляемого формирования низкоразмерной среды в алюминии, можно сделать некоторые предварительные выводы относительно перспективности этого материала в создании современных МТЭ. И здесь на первый план выдвигаются следующие очевидные соображения.

1) Возможность контролируемого формирования пористого оксида алюминия с различными размерами пор.

2) Применение операций малозатратной растворной технологии для создания каталитических покрытий на поверхности электрода из пористого оксида алюминия.

3) Получение различных конфигураций в алюминии и оксиде алюминия методами литографии(литография в слое алюминия является одной из базовых операций планарной технологии).

4) Возможность получения структур со сквозными каналами в пористом оксиде алюминия для реализации электродных элементов.

Перечисленные факторы говорят о том, что имеются весьма обнадеживающие предпосылки для разработки компактных устройств-источников питания портативных электронных приборов, в том числе массового производства. Это может обеспечить достаточно низкую стоимость источников питания на основе МТЭ, что при условии более высоких энергоемкости и кпд этих источников делает их конкурентоспособными по отношению к имеющимся батареям и аккумуляторам.

Список литературы

1. Астрова, Е. В. Кремниевые технологии для микротопливных элементов / Е. В. Астрова, А. А. Нечитайлов, А. Г. Забродский // Междунар. науч. журн. «Альтернативная энергетика и экология». – АЭЭ. – № 2 (46). – 2007.

2. Микро- и нанотехнологии для портативных топливных элементов / А. Г. Забродский, С. А. Гуревич, В. М. Кожевин и др. // Междунар. науч. журн. «Альтернативная энергетика и экология». – АЭЭ. – № 2 (46). – 2007.

АНАЛИЗ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧАСТОТЫ ПРИ ПРОИЗВОЛЬНОЙ ВОЛЬТАМПЕРНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКЕ СМЕСИТЕЛЯ

Д. Г. Андреев, Е. А. Дербин, А. И. Мушта (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394026, Воронеж, Московский пр., 14
E-mail: AndreevD89@yandex.ru

Проанализировано преобразование частоты при снятии ограничений на вид вольтамперной характеристики активного элемента, а также на интенсивности воздействующих (в пределах аппроксимирующей характеристики) колебаний с частотами гетеродина и полезного сигнала. Рассмотрена реализация преобразовательного процесса при использовании в смесителе МОП-транзистора с субмикронными топологическими нормами

Постановка вопроса. Задача определения эффекта преобразования частоты в супергетеродинном радиоприемнике при произвольной вольтамперной характеристике смесителя является актуальной. Учет влияния вида характеристики, а также величин воздействующих составляющих (в пределах заданной аппроксимирующей характеристики) позволит эффективно проектировать высококачественные преобразователи частоты. Для решения такой задачи необходима разработка программного средства, позволяющего проводить расчёт комбинационной компоненты промежуточной частоты преобразования при снятии ограничения на вид вольтамперной характеристики смесителя, а также на величины воздействующих колебаний: полезного сигнала, сигнала гетеродина, на положение рабочей точки нелинейного элемента.

Исходные условия. В установившемся режиме ко входу смесителя приложено воздействие

$$u(t) = U_0 + U_\text{г} \cos(\omega_\text{г} t + \varphi_1) + U_\text{с} \cos(\omega_\text{с} t + \varphi_2), \quad (1)$$

где U_0 – постоянная составляющая приложенного напряжения, $X_\text{г}$, $X_\text{с}$, $\omega_\text{г}$, $\omega_\text{с}$ и φ_1, φ_2 – амплитуды, частоты и начальные фазы колебаний с частотами гетеродина, сигнала соответственно.

В выражении (1) величина полезного сигнала имеет порядок, определяемый чувствительностью радиоприёмного устройства и коэффициентом передачи тракта радиочастоты. Амплитуды колебаний с частотами гетеродина, сигнала могут изменяться в широких пределах с учётом аппроксимирующей в интервале напряжений (U) нелинейной характеристики смесителя

$$y = f(u), \quad (2)$$

которая допускает разложение в ряд Тейлора на всём интервале, включая его концы.

Определим основные аналитические соотношения, связывающие вид характеристики (2), параметры воздействия (1) с комбинационной составляющей промежуточной частоты.

Основные соотношения. Пусть для определённости $\omega_\text{с} > \omega_\text{г}$. С учётом [1] в соответствии с характеристикой (2) и воздействием (1) искомый спектр отклика, представленный в символической форме, можно записать в виде

$$i = \sum_{p_1=-\infty}^{\infty} \sum_{p_2=-\infty}^{\infty} I_{p_1}\left[X_\Gamma \frac{d}{dx_0}\right] \cdot I_{p_2}\left[X_C \frac{d}{dx_0}\right] \cdot f(X_0) \times e^{j(p_1\omega_\Gamma + p_2\omega_C)t}, \quad (3)$$

где $I_p(z) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{z^{2m+p}}{2^{2m+p} \cdot (m+p)! \cdot m!}$ – модифицированная функция Бесселя 1 рода p-го порядка.

Метод определения спектрального состава основан на применении ряда Тейлора, представленного в символической форме в виде экспоненциальных функций. Раскрытие сумм в выражении (3) с учётом свойства модифицированных функций Бесселя $I_{+p}(z) = I_{-p}(z)$ [2] позволяет освободиться от отрицательных значений p_i ($i = 1, 2$), а учёт формул Эйлера [3], связывающих экспоненциальную и тригонометрическую функции, приводит к выражению комбинационной компоненты промежуточной частоты в виде (4).

$$I_{(\omega 2 - \omega 1)} = \frac{1}{2^{2(m_1+m_2)+1} * (m_1+1)!\, m_1!\, (m_2+1)!\, m_2!} * \frac{d^{2(m_1+m_2)+2} f(U_0)}{dU_0^{2(m_1+m_2)+2}} * U_{\omega 1}^{2m_1+1} U_{\omega 2}^{2m_2+1}. \quad (4)$$

Анализ смесителя на МОП- транзисторе с субмикронными топологическими нормами. В качестве характеристики (2), в частности, используется аппроксимированная сток-затворные характеристики МОП-транзистора с индуцированным каналом *n*-типа с параметрами канала (длина/ширина) 180/280(nm), 180 nm/2 u, 1,8 u/280 nm.

$$y = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + a_4 u^4 + a_5 u^5 + a_6 u^6 + a_7 u^7 + a_8 u^8 + a_9 u^9 + a_{10} u^{10}. \quad (5)$$

Аппроксимация проведена полиномами Чебышева 10-й степени по методу наименьших квадратов. Процедуру проведения расчётов комбинационной компоненты тока промежуточной частоты при фиксированных величинах полезного сигнала, напряжений гетеродина и переменном значении напряжения смещения иллюстрирует логическая структура программного продукта (рис. 1). Соответствующий «алгоритм расчёта комбинационной компоненты промежуточной частоты преобразователя частоты на активном элементе с произвольной вольтамперной характеристикой смесителя» зарегистрирован в Государственном информационном фонде неопубликованных документов [4].

Если необходимо рассчитать суммарный ток *Ts* для случая, когда смещение U_0 остается постоянным, а амплитуда напряжения принимаемого сигнала $U\omega 1$ при этом – величина переменная, то в блоке 1 требуется убрать параметр U_0max и ввести параметр $U\omega 1\text{max} = 100$ мкВ, в блоке 40 вместо равенства $U_0 = U_0 + \Delta U$ ввести равенство $U\omega 1 = U\omega 1 + \Delta U$, в блоке 41 вместо неравенства $U_0 \le U_0\text{max}$ ввести неравенство $U\omega 1 \le U\omega 1\text{max}$.

Если необходимо рассчитать суммарный ток *Ts* для случая, когда смещение U_0 остается постоянным, амплитуда напряжения принимаемого сигнала $U\omega 1$ также остается постоянной, а амплитуда напряжения гетеродина $U\omega 2$ при этом – величина переменная, то в блоке 1 убрать параметр U_0max и ввести параметр $U\omega 2\text{max} = 100$ мВ, в блоке 40 вместо равенства $U_0 = U_0 + \Delta U$ ввести равенство $U\omega 2 = U\omega 2 + \Delta U$, в блоке 41 вместо неравенства $U_0 \le U_0\text{max}$ ввести неравенство $U\omega 2 \le U\omega 2\text{max}$.

Возможные комбинации параметров (m_1, m_2, m_3) и соответствующий им порядок производной $M_s(I)$ аппроксимирующей функции сток-затворной характеристики МОП-транзистора в выражении спектральной компоненты промежуточной частоты (4) определяются согласно табл.

Таблица

I	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
$m_1(I)$	0	0	0	0	0	1	1	1	1	2	2	2	3	3	4
$m_2(I)$	0	1	2	3	4	0	1	2	3	0	1	2	0	1	0
$M_s(I)$	2	4	6	8	10	4	6	8	10	6	8	10	8	10	10

В среде Borland Delphi 7 разработана соответствующая логической структуре (рис. 1) программа расчета спектральной составляющей промежуточной частоты. Она предназначена для реализации на компьютерах типа IBM PC Pentium/AMD, работающих под управлением операционной системы MS Windows NT/2000/XP/2003/Vista.

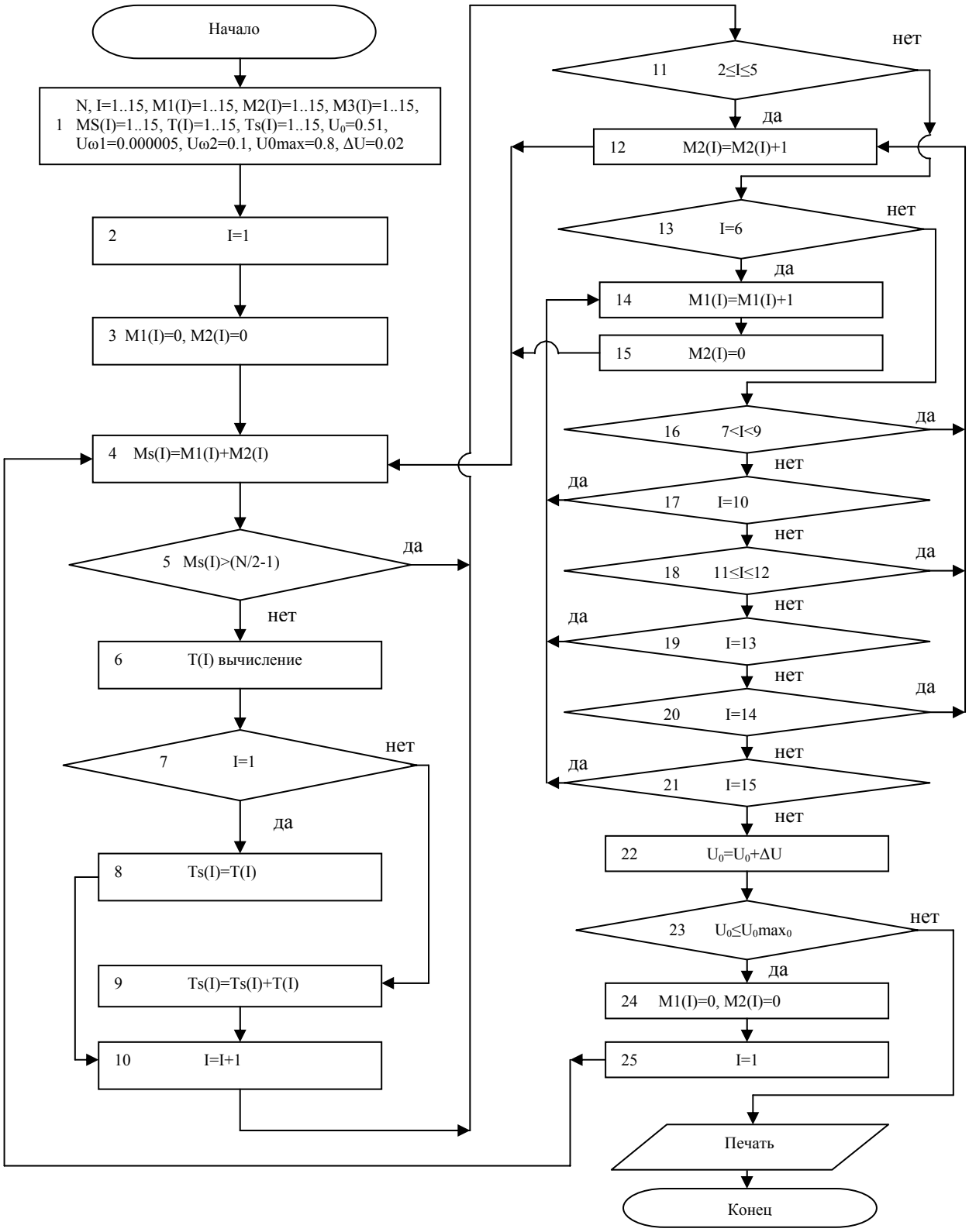
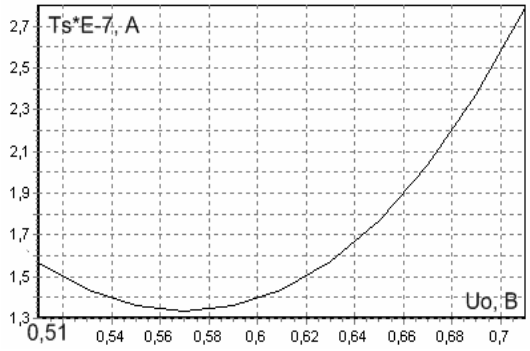


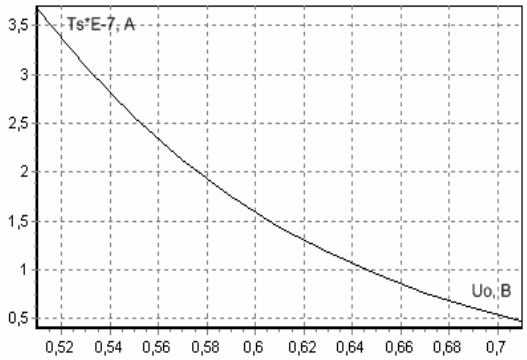
Рис. 1. Логическая структура построения программы расчёта комбинационной компоненты промежуточной частоты преобразователя на активном элементе с произвольной вольт-амперной характеристикой смесителя

Результаты расчётов

L/W=180 nm/280 nm



L/W=180 nm/2 u



L/W=1,8 u/280 nm

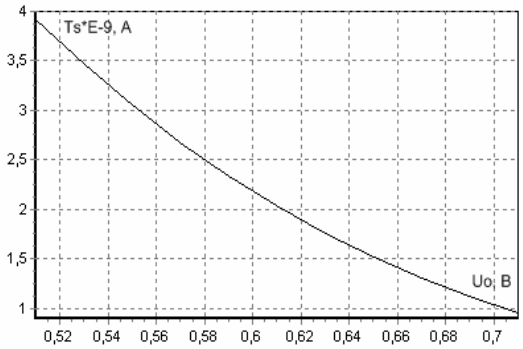
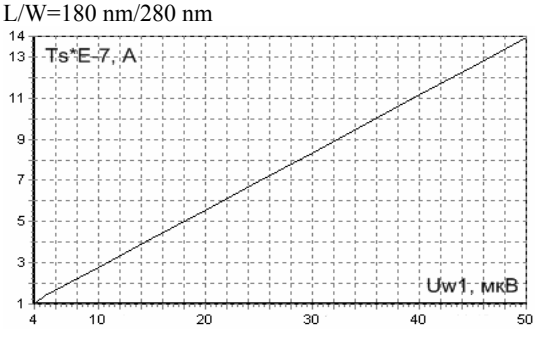
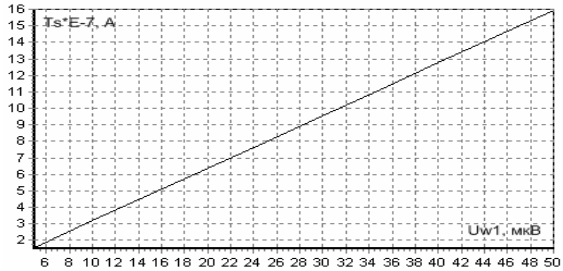


Рис. 2. Зависимости тока стока промежуточной частоты от напряжения смещения при напряжении принимаемого сигнала $U_{\omega c}$ = 5 mkV и напряжении гетеродина $U_{\omega г}$ = 100 mV

L/W=180 nm/280 nm



L/W=180 nm/2 u



L/W=1,8 u/280 nm

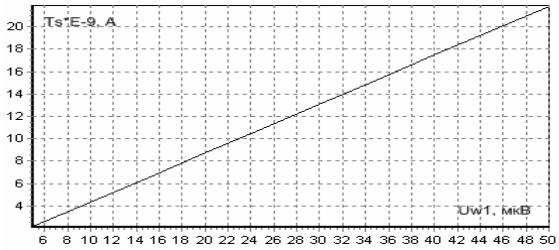
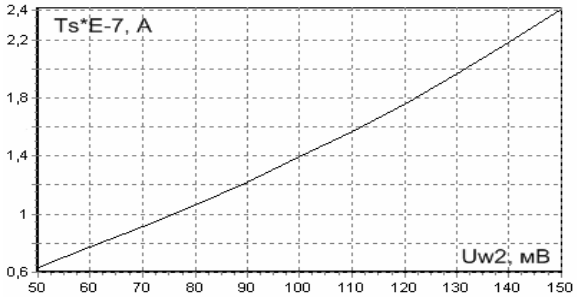
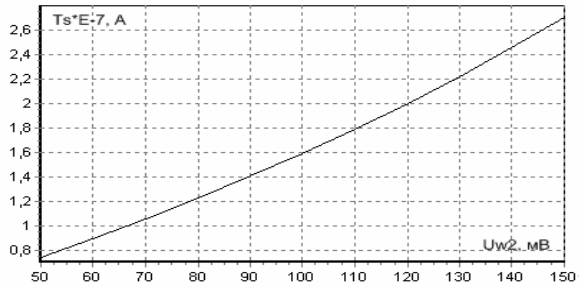


Рис. 3. Зависимость тока стока промежуточной частоты от напряжения принимаемого сигнала при напряжении гетеродина $U_{\omega 2}$ = 100 mV и смещении U_o = 0,6 V

L/W=180 nm/280 nm



L/W=180 nm/2 u



L/W=1,8 u/280 nm

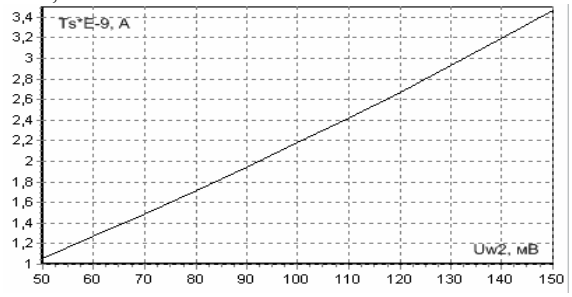


Рис. 4. Зависимость тока стока промежуточной частоты от напряжения гетеродина при напряжении при напряжении принимаемого сигнала $U_{\omega 1}$ = 5 mkV и смещении U_o = 0,6 V

Минимально возможная конфигурация компьютера для установки и запуска:

процессор Pentium 166MMX;

оперативная память 32 Мб;

свободное пространство на жестком диске 1 Мб;

манипулятор мышь;

графический адаптер SVGA с видеопамятью 1024 Кб (поддерживающий разрешение не хуже 1024*768*16 цветов);

цветной монитор SVGA.

Характеристики компьютера, рекомендуемые для эффективной работы:

процессор Pentium 500 и выше;

оперативная память 128 Мб;

свободное пространство на жестком диске 30 Мб;

графический адаптер SVGA с видеопамятью 2 Мб или более (поддерживающий разрешение не хуже 1024*768, High Color);

цветной монитор SVGA с размером диагонали экрана 17'' и более.

Заключение. Проанализировано преобразование частоты при снятии ограничений на вид вольтамперной характеристики активного элемента, а также на интенсивности воздействующих (в пределах аппроксимирующей характеристики) колебаний с частотами гетеродина и полезного сигнала, а также величины напряжения смещения. Рассмотрена реализация преобразовательного процесса при использовании в смесителе МОП-транзистора с субмикронными топологическими нормами. Сток-затворные характеристики МОП-транзистора с индуцированным каналом, соответствующие варьируемым параметрам канала, аппроксимировались полиномами Чебышева 10-й степени по методу наименьших квадратов. С использованием метода, основанного на применении ряда Тейлора, представленного в символической форме записи в виде экспоненциальных функций, проведён спектральный анализ преобразовательного процесса. На алгоритмическом языке высокого уровня Borland Delphi 7 написана программа расчёта спектральных компонент.

Далее условно будем считать, что если длина канала (L) транзистора составляет менее 1um, то это короткоканальный [$L_к$]-транзистор, а при $L \geq$ 1um – длинноканальный [L_d]-транзистор, если ширина канала (w) транзистора составляет менее 1um, то это узкоканальный [$W_у$]-транзистор, а при $w \geq$ 1um – шырококанальный [$W_ш$]-транзистор. С учётом принятых допущений исследуемые каналы транзисторов выглядят так: $L_к W_ш$ (канал короткий, широкий); $L_к W_у$ (канал короткий, узкий); $L_d W_у$ (канал длинный, узкий). При обсуждении результатов будем оперировать следующими величинами параметров каналов: $L_к W_у \rightarrow$ 180 nm/280 nm, $L_к W_ш \rightarrow$ 180 nm/2u, $L_d W_у \rightarrow$ 1.8u/280 nm.

Использование $L_к W_у$ – канала характеризуется минимумом компоненты промежуточной частоты ($I_{пр}$) при напряжении смещения $U_о \approx$ 0,57 В, с ростом $U_о$ эффективность преобразования может быть достигнута несколько больше, чем в два раза. Каналы $L_к W_ш$, $L_d W_у$ приводят к уменьшению $I_{пр}$ при увеличении напряжения смещения, при этом для канала $L_к W_ш$ эта величина несколько превышает 7 раз, а для $-_d-_у$ близка к четырём. Абсолютное значение тока промежуточной частоты у транзисторов с каналом $L_d W_у$ примерно на два порядка меньше, чем при использовании каналов $L_к W_у$ и $L_к W_ш$. Это объясняется существенным ростом сопротивления канала за счёт увеличения его длины.

Закон изменения тока промежуточной частоты от амплитуды полезного сигнала на входе преобразователя частоты близок к линейному для всех типов анализируемых каналов. Это является следствием малых уровней воздействующего колебания с частотой принимаемого сигнала. Увеличение напряжения гетеродина, как и следовало ожидать, приводит к росту эффективности преобразования.

Список литературы

1. Басик, И. В. Сб. науч. тр. ЦНИИС МС / И. В. Басик. – М. : Гос. изд-во по вопросам связи и радио, 1948. – С. 69.

2. Андре, Анго. Математика для электро- и радиоинженеров / Анго Андре. – М. : Наука, 1967.

3. Бронштейн, И. Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов / И. Н. Бронштейн, К. А. Семендяев. – М. : Наука, 1965.

4. Алгоритм расчёта комбинационной компоненты преобразователя частоты на активном элементе с произвольной вольтамперной характеристикой смесителя / Ю. С. Балашов, А. И. Мушта, И. В. Новосельцева, Д. Г. Андреев, Е. А. Дербин. – М. : Государственный информационный фонд неопубликованных документов. Номер государственной регистрации 5020091022 от 22 октября 2009 г.

ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СХЕМЫ ЦИФРОВОЙ ЯЧЕЙКИ В ПРОГРАММНОЙ СРЕДЕ CADENCE

Д. Г. Андреев, А. И. Мушта (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394026, Воронеж, Московский пр., 14
E-mail:AndreevD89@yandex.ru

Рассмотрены основные принципы проектирования цифровых ячеек на основе субмикронных КМОП-структур, в частности, рассмотрена реализация логического элемента 3И, приведены измерения, произведенные в программной среде CADENCE, с помощью которых были найдены оптимальные соотношения размеров каналов субмикронных КМОП-транзисторов.

Постановка задачи. На базе логических элементов, построенных по субмикронной КМОП-технологии (технология 0,6 мкм), представляется целесообразным рассмотреть основные принципы построения цифровой ячейки, в частности, процедуры проектирования электрической схемы в САПР CADENCE.

Проектирование. При проектировании цифровой ячейки большое внимание уделяется разработке электрической схемы устройства [1–3] в программной среде CADENCE, т. к. на данном этапе обеспечивается оптимальное соотношение размеров *p*- и *n*-канальных транзисторов, используемых как комплементарная пара; проводится измерение зависимостей параметров логической схемы (задержек T_{d10}, T_{d01}, порога переключения V_t, сквозного тока, тока потребления) от изменения температуры, модели, напряжения питания по 8 крайним точкам «куба» и 9 точкам для модели tm.

Рассмотрим проектирование электрической схемы логического элемента 3И. По КМОП-технологии схема 3И будет выглядеть следующим образом (рис. 1).

Электрическая схема в программе CADENCE имеет следующий вид (рис. 2).

На первоначальном этапе проектирования требуется найти такие оптимальные соотношения размеров *p*- и *n*-канальных транзисторов, при которых временные задержки по переднему (T_{d01}) и заднему (T_{d10}) фронтам на каждом входе будут одинаковыми. Структурно 3И по КМОП-технологии состоит из элемента 3И-НЕ и инвертора (НЕ) на выходе. Поэтому необходимо отдельно выровнять задержки инвертора, и только после этого выровнять задержки всего элемента 3И (с выровненным инвертором на выходе). Для выравнивания задержек инвертора будем изменять геометрические размеры *p*-канального транзистора (ширину канала w_p при неизменной длине канала l_p = 0,6 мкм) при неизменных размерах *n*-канального транзистора (w_n = 4 мкм, l_n = 0,6 мкм).

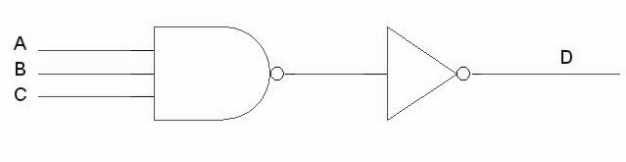


Рис. 1. Структурная схема элемента 3И

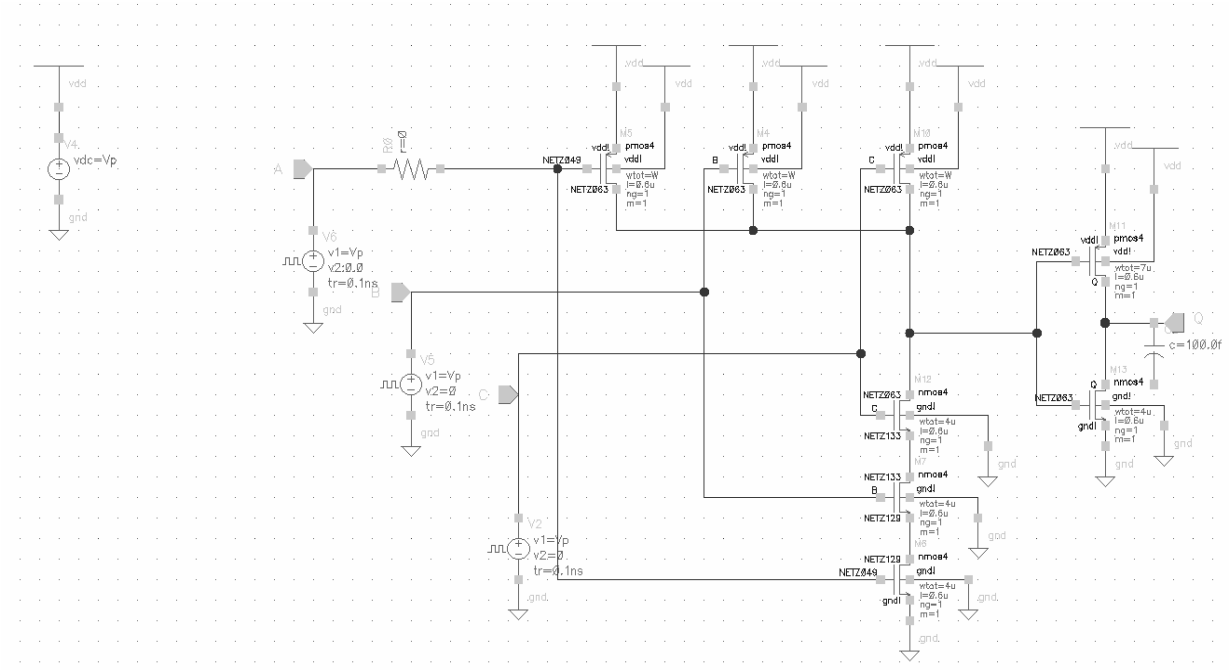


Рис. 2. Схема электрическая принципиальная элемента 3И на КМОП транзисторах

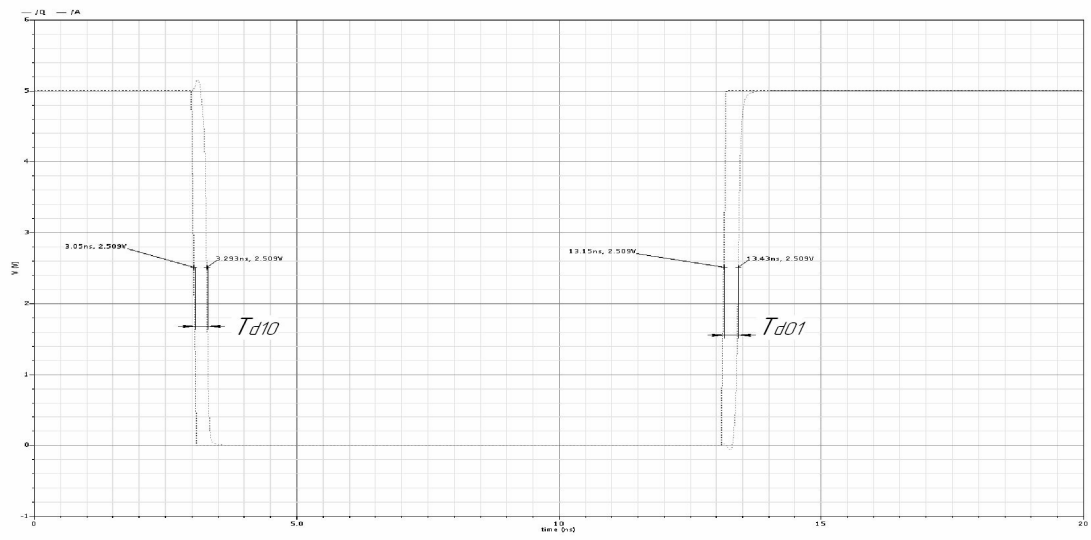


Рис. 3. Временная диаграмма измерения задержек T_{d10}, T_{d01}

Таблица 1

Ширина *p*-канального транзистора в инверторе w_p, мкм	6,5	7	7,5	8
T_{d10}, нс	0,046	0,045	0,0446	0,044
T_{d01}, нс	0,044	0,045	0,0469	0,0476

Получили, что инвертор имеет выровненные задержки по переднему и заднему фронтам при следующих соотношениях размеров транзисторов: $w_p/w_n = 1{,}75$, $l_p/l_n = 1$.

Далее необходимо найти оптимальные соотношения размеров каналов транзисторов всего элемента 3И (при фиксированных размерах каналов транзисторов инвертора). Здесь также будет изменяться только ширина канала в *p*-канальном транзисторе.

Таблица 2

1. При w_p=4 мкм, w_n=4 мкм, l_p=l_n=0.6 мкм.

Вход A			Вход B			Вход C		
T_{d10}, нс	T_{d01}, нс	$\sum T_d$, нс	T_{d10}, нс	T_{d01}, нс	$\sum T_d$, нс	T_{d10}, нс	T_{d01}, нс	$\sum T_d$, нс
0,28	0,247	0,527	0,248	0,232	0,48	0,207	0,202	0,409

Таблица 3

2. При w_p=4.5 мкм, w_n=4 мкм, l_p=l_n=0.6 мкм.

Вход A			Вход B			Вход C		
T_{d10}, нс	T_{d01}, нс	$\sum T_d$, нс	T_{d10}, нс	T_{d01}, нс	$\sum T_d$, нс	T_{d10}, нс	T_{d01}, нс	$\sum T_d$, нс
0,255	0,25	0,505	0,228	0,235	0,463	0,192	0,205	0,397

Таблица 4

3. При w_p=5 мкм, w_n=4 мкм, l_p=l_n=0.6 мкм.

Вход A			Вход B			Вход C		
T_{d10}, нс	T_{d01}, нс	$\sum T_d$, нс	T_{d10}, нс	T_{d01}, нс	$\sum T_d$, нс	T_{d10}, нс	T_{d01}, нс	$\sum T_d$, нс
0,235	0,253	0,489	0,212	0,239	0,431	0,18	0,209	0,389

Таким образом, оптимальным соотношением размеров каналов для цифровой ячейки 3И будет: $w_p/w_n = 1{,}125$, $l_p/l_n = 1$.

Следующим этапом проектирования электрической схемы цифровой ячейки будет нахождение зависимости значений временных задержек T_{d10}, T_{d01} от температуры, напряжения питания, типа используемой модели.

При проектировании используют несколько моделей, каждая из которых характеризует поведение приборов в различных условиях работы. В программе CADENCE присутствуют следующие модели: typical model (tm) – описывает поведение приборов при нормальных условиях; worse speed (ws) – описывает поведение приборов при условиях с наихудшей скоростью; worse power (wp) – описывает поведение приборов при условиях с наихудшей мощностью; worse one (wo) – описывает поведение приборов при условиях «со слабой единицей»; worse zero (wz) – описывает поведение приборов при условиях «со слабой нулем».

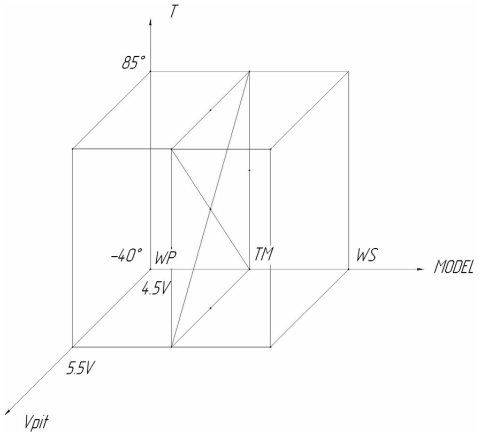


Рис. 4. Контрольные точки (8 крайних точек «куба» и 9 точек для модели tm) измерения зависимости параметров ЛЭ 3И от изменения температуры, модели, напряжения питания

В результате, чтобы определить эффективность работы цифровой ячейки в различных условиях, используется так называемый «куб», по осям которого откладываются значения температуры, напряжения питания и вида модели. Нахождение значений параметров схемы в угловых точках является важным этапом проектирования, поскольку определяется поведение цифровой ячейки в зависимости от температуры, величины напряжения питания и других факторов, изменение которых может повлиять на эффективность работы ячейки.

Измеренные задержки для критических точек «куба» (рис. 4) приведены в табл. 5–7.

Таблица 5

Vpit, В	*T*, °C	Model	Вход A		Вход B		Вход C	
			T_{d10}, нс	T_{d01}, нс	T_{d10}, нс	T_{d01}, нс	T_{d10}, нс	T_{d01}, нс
4,5	85	tm	0,314	0,317	0,281	0,298	0,235	0,258
5	85	tm	0,29	0,292	0,259	0,274	0,217	0,237
5,5	85	tm	0,271	0,275	0,242	0,256	0,203	0,222
4,5	27	tm	0,276	0,269	0,247	0,254	0,208	0,221
5	27	tm	0,255	0,249	0,227	0,235	0,191	0,205
5,5	27	tm	0,238	0,234	0,212	0,221	0,179	0,193
4,5	–40	tm	0,23	0,218	0,206	0,206	0,175	0,186
5	–40	tm	0,213	0,204	0,19	0,193	0,161	0,169
5,5	–40	tm	0,199	0,193	0,177	0,182	0,15	0,161

Таблица 6

Model	Вход A	
	T_{d10}, нс	T_{d01}, нс
wo	0,279	0,244
wz	0,243	0,276

Таблица 7

Vpit, В	*T*, °C	Model	Вход A		Вход B		Вход C	
			T_{d10}, нс	T_{d01}, нс	T_{d10}, нс	T_{d01}, нс	T_{d10}, нс	T_{d01}, нс
4,5	–40	ws	0,367	0,352	0,327	0,334	0,274	0,293
5,5	–40	ws	0,311	0,298	0,277	0,282	0,231	0,247
4,5	85	ws	0,522	0,528	0,464	0,5	0,385	0,433
5,5	85	ws	0,443	0,438	0,393	0,413	0,326	0,356
4,5	–40	wp	0,157	0,143	0,142	0,135	0,123	0,42
5,5	–40	wp	0,136	0,131	0,123	0,125	0,106	0,112
4,5	85	wp	0,205	0,202	0,185	0,19	0,159	0,167
5,5	85	wp	0,179	0,18	0,161	0,17	0,138	0,15

Приведённые результаты свидетельствуют о том, что с увеличением температуры происходит увеличение концентрации носителей заряда, также увеличиваются тепловые колебания кристаллической решетки (фанонов), в результате чего увеличивается сопротивление канала, и задержки возрастают. При увеличении напряжения питания задержки уменьшаются, поскольку возрастает напряжение затвор-исток и соответственно уменьшается время заряда/разряда паразитной емкости КМОП-структуры.

Важным фактором проектирования цифровой ячейки в CADENCE будет являться измерение порогов переключения по каждому входу для 8 крайних точек и центральной точки куба с длительным входным фронтом (*tr* = 5 нс). Результаты приведены в табл. 8.

В табл. 9 приведены измеренные пороги переключения элемента 3И для моделей worse one (wo), worse zero (wz).

Таблица 8

Vpit, В	*T*, °С	Model	Вход А	Вход В	Вход С
			V_t, В	V_t, В	V_t, В
4,5	–40	ws	1,955	2,072	2,162
5,5	–40	ws	2,347	2,546	2,696
4,5	85	ws	1,941	2,08	2,187
5,5	85	ws	2,333	2,557	2,726
4,5	–40	wp	1,881	2,047	2,174
5,5	–40	wp	2,299	2,542	2,724
4,5	85	wp	1,837	2,027	2,173
5,5	85	wp	2,245	2,513	2,718
5	27	tm	2,087	2,287	2,439

Таблица 9

Model	Вход А
	V_t, В
wo	1,909
wz	2,657

Таким образом, можно сделать вывод, что при расположении транзистора n-типа ближе к центру, порог переключения у него будет меньше, поскольку будет существовать разность между напряжениями подложки и истока. При измерениях установлены значения «сквозных токов»: при разряде «паразитной» ёмкости I = 0,259мкА, при заряде – I = 0,195 мкА. Средний ток, который проходит от источника питания при заряде/разряде за период, равен Iср = 23,41 мкА (при фронте tr = 0,1 нс), Iср = 28,88 мкА (при фронте tr = 1 нс), что говорит о росте величины потребляемого тока при увеличении длительности фронта. С уменьшением длительности фронта сигнала на входе потребляемый ток сначала уменьшается, а затем вновь начинает возрастать (рис. 5).

Результаты измерений тока потребления транзистора в зависимости от температуры, модели транзистора и величины напряжения питания сведены в табл. 10.

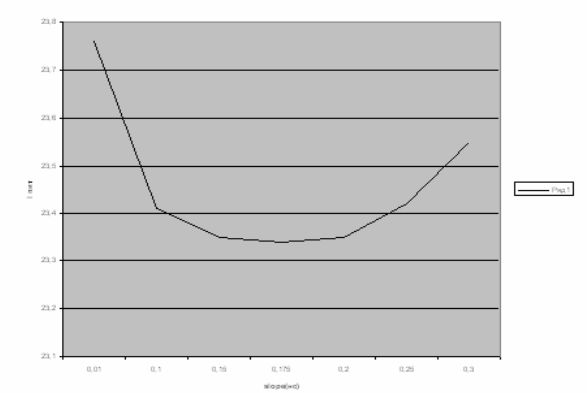


Рис. 5. Зависимость величины тока, потребляемого логическим элементом за период, от длительности фронта входного сигнала

Таблица 10

Vpit, В	*T*, °С	Model	Вход А $I_{потр}$, мкА
4,5	–40	ws	39,35
5,5	–40	ws	48,48
4,5	85	ws	40,4
5,5	85	ws	49,67
4,5	–40	wp	43,81
5,5	–40	wp	53,83
4,5	85	wp	44,29
5,5	85	wp	55,13

Обсуждение результатов. Выводы. В работе рассмотрены основные принципы проектирования принципиальной схемы цифровой ячейки в САПР CADENCE. Были найдены оптимальные соотношения геометрических размеров каналов *p*- и *n*-канальных транзисторов. Также были найдены зависимости значений временных задержек T_{d10}, T_{d01}, порога переключения V_t, тока потребления $I_{потр}$ от температуры, напряжения питания, типа используемой модели поведения приборов в различных условиях работы. Нахождение зависимостей перечисленных выше параметров является важным этапом проектирования, поскольку определяется поведение цифровой ячейки в зависимости от температуры, величины напряжения питания и других факторов, изменение которых может повлиять на эффективность работы ячейки.

Список литературы

1. Ракитин, В. В. Интегральные схемы на КМОП-транзисторах : учеб. пособие / В. В. Ракитин. – М., 2007.

2. Рабаи, Жан М. Цифровые интегральные схемы / Жан М. Рабаи, Ананта Чадракасан, Боривож Николич. – М. : Вильямс, 2007.

3. Уэйкерли, Джон Ф. Проектирование цифровых устройств. Т. 1 / Джон Ф. Уэйкерли. – М. : Постмаркет, 2002.

ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВАЯ МОДИФИКАЦИЯ ПОВЕРХНОСТИ ИНДИЯ

О. Г. Ашхотов, Д. А. Крымшокалова, И. Б. Ашхотова

Кабардино-Балкарский государственный университет им. Х. М. Бербекова
360004, Нальчик, Россия
E-mail: oandi@rambler.ru

В настоящей работе с помощью электронной оже-спектроскопии изучались электронно-стимулированная адсорбция (ЭСА) из остаточной сверхвысоковакуумной среды на атомарно-чистой поверхности индия (99.999 ат.%) при комнатной температуре и остаточном давлении $P = 10^{-6}$ Па, полученном безмасляными (цеолитовый + магниторазрядный) насосами.

В качестве источника электронов для стимуляции адсорбции из остаточной газовой среды использовался электронный зонд (E = 1800 эВ, 1 мкА/мм^2), предназначенный для возбуждения вторичной электронной эмиссии. Состав остаточной среды рабочей камеры спектрометра ЭОС характеризовался спектром масс, полученном на масс-спектрометре ИПДО-2, на котором присутствовали пики водорода, азота, кислорода, CO_2 и незначительный пик воды.

Образец индия вырезался скальпелем размером 8x8x0,5 мм и, после загрузки в камеру спектрометра поверхности (энергоанализатор «цилиндрическое зеркало» [2]), подвергался ионной бомбардировке в течение 60 мин. (1 мкА на 0,5 см^2, E = 600 эВ, Ar^+) с целью удаления атомов, появившихся на поверхности в результате контакта с инструментом и атмосферой. На рис. 1 приведены оже-спектры, полученные сразу после загрузки образца в камеру оже-спектрометра (спектр 1) и после ионной обработки (спектр 2). На спектре присутствует пик углерода, причем причина его появления обусловлена, в основном, контактом с инструментом, используемом при приготовлении образца, так как его амплитуда зависит от того, насколько чисто выполняется процедура приготовления образца. Как видно из этого же рисунка, после ионной бомбардировки оже-спектр индия состоит из пиков, обусловленных следующими оже-переходами: $M_{4,5}N_1N_{4,5}$ – 298 эВ, $M_4N_{2,3}N_{4,5}$ – 344 эВ, $L_IL_{III}N_{4,5}$ – 380 эВ, $M_5N_{4,5}N_{4,5}$ – 392 эВ, $M_{4,5}N_{4,5}N_{4,5}$ – 404 эВ, $M_{4,5}N_{4,5}N_{4,5}$ – 410 эВ. При

идентификации указанных оже-пиков использовались данные для энергетических уровней первичной и вторичной вакансий для индия из [3].

Дублет Оже-пиков индия $M_{4,5}N_{4,5}N_{4,5}$ – 404, 410 эВ на спектре, полученном после загрузки образца в камеру спектрометра, смещен на 2 эВ в сторону меньших энергий по сравнению с энергетическим положением тех же пиков на спектре после очистки, что можно объяснить деформацией энергетических оболочек атомов индия, обусловленной наличием оксидного слоя на поверхности, появившегося в результате контакта в атмосферой. Здесь же следует отметить слабое разрешение дублета с энергиями 404, 410 эВ, по-видимому, из-за суперпозиции оже-электронов от атомов матрицы и оксидного слоя.

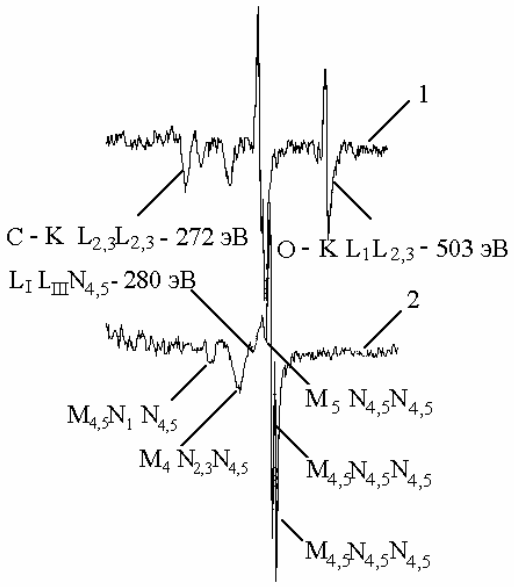


Рис. 1. Оже-спектры поверхности индия до (спектр 1) и после (спектр 2) ионной очистки (E = 600 эВ, 2 мкА/см^2, Ar^+)

Вначале нами была изучена нестимулированная адсорбция из остаточной газовой среды при давлении в камере спектрометра $1 \cdot 10^{-6}$ Па для изначально атомарно-чистой поверхности (рис. 2). Видно, что поверхность образца после ионной бомбардировки (рис. 2) в течение первых нескольких часов оставалась атомарно-чистой, а дальнейшая выдержка приводила к появлению углерода (кривая 1) и кислорода (кривая 2), причем энергетическое положение пиков индия не изменялось в течение всего времени эксперимента.

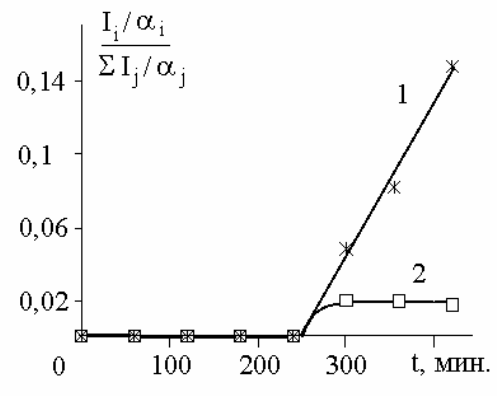


Рис. 2. Приведенные амплитуды оже-пиков углерода и кислорода в зависимости от времени выдержки в вакууме $1 \cdot 10^{-6}$ Па: 1 – углерод; 2 – кислород

Наши эксперименты показали, что электронное облучение атомарно-чистой поверхности образца существенно влияет на адсорбцию из остаточной газовой среды. Непрерывное облучение электронами с энергией 1800 эВ уже в течение первой минуты приводило к появлению углерода и незначительного количества кислорода на поверхности (рис.3, кривые 1, 2). Со временем облучения (0–200 мин.) концентрация углерода на поверхности линейно росла при практически неизменной концентрации кислорода. Дальнейшая выдержка образца под электронным пучком начиная с 220 мин. приводила к плавному снижению содержания углерода с одновременным и довольно резким ростом концентрации атомов кислорода на поверхности. В период 343–392 мин. экспозиции этот процесс сопровождался еще и сдвигом дублета оже-пиков индия на 2 эВ в сторону меньших энергий (рис. 3).

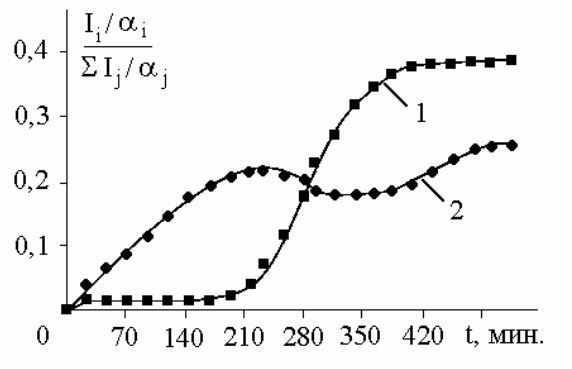


Рис. 3. Зависимость приведенных амплитуд оже-пиков углерода и кислорода в зависимости от времени электронного облучения (1800 эВ, 1 мкА/мм^2) в вакууме $1 \cdot 10^{-6}$ Па: 1 – кислород; 2 – углерод

Наряду с ростом содержания адатомов на поверхности электронное облучение приводило также и к изменениям профиля пиков индия. На рис. 4 представлены оже-пики индия в зависимости от времени экспозиции под электронным пучком. Видно, что со временем облучения до 280 мин. снижается не только разрешение дублета пиков $M_{4,5}N_{4,5}N_{4,5}$ – 404 эВ, $M_{4,5}N_{4,5}N_{4,5}$ – 410 эВ (рис. 4), но и их амплитуда. По завершении энергетического смещения (392 мин.) на спектрах исчезали пики $L_IL_{III}N_{4,5}$ – 380 эВ, $M_5N_{4,5}N_{4,5}$ – 392 эВ. Начиная с 343 мин. амплитуда пиков возрастала до первоначального значения с одновременным незначительным ростом энергетического разрешения дублета $M_{4,5}N_{4,5}N_{4,5}$.

Следует отметить, что электронное облучение влияло и на профиль пика углерода [4].

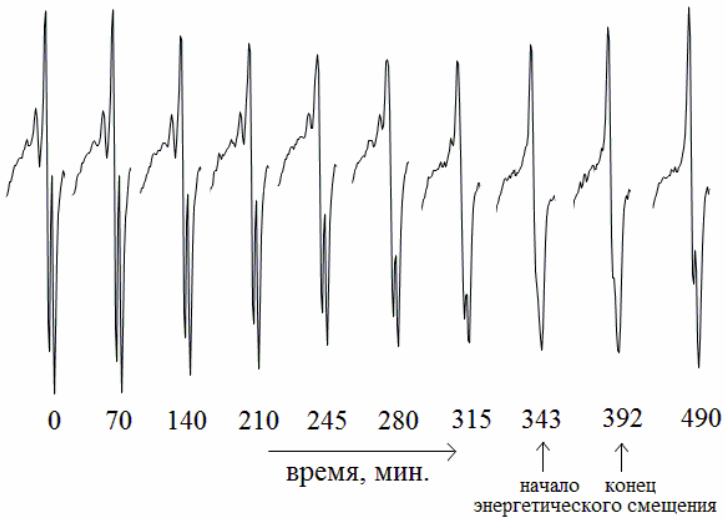


Рис. 4. Профили оже-пиков индия в процессе электронного облучения *Ep* = 1800 эВ, 1мкА/мм^2

Атомарно-чистая поверхность находится в сильно неравновесном состоянии по отношению к остаточной газовой фазе исследовательской камеры, поэтому считается, что такая поверхность должна активно сорбировать на себя частицы из газовой фазы. Ранее было показано [5], что поверхность металла покрывается монослоем адатомов в течение

$$\tau = 10^{-6}/p_0, \qquad (1)$$

где p_0 – давление остаточного газа в мм рт. ст.

Из этого выражения следует, что в нашем случае при остаточном давлении 10^{-6} Па время адсорбции монослоя должно составить 100 с. Наши эксперименты показали, что частицы остаточной газовой фазы начинают оседать на исследуемую поверхность только через 300 мин. Сомневаться в полученном результате не приходится, так как используемый в экспериментах энергоанализатор «цилиндрическое зеркало» имеет предельную чувствительность 10^{10} ат/см^2, то есть 10^{-3}–10^{-4} монослоя. Столь значительное отличие во времени адсорбции монослоя, по-видимому, связано с тем, что заполнение поверхности зависит от многих факторов, которые не учитываются в (1), полученном на основе газокинетической теории. Следует отметить, что дальнейшая выдержка образца при таком остаточном давлении в течение следующих 45 часов приводит к покрытию поверхности в 0,5–0,7 монослоя.

Результаты наших экспериментов показали, что адсорбция, стимулированная бомбардировкой электронами, значительно отличается от нестимулированных процессов. Как видно из рис. 2, адсорбция углерода и кислорода начинается с первых минут электронного облучения. Весь процесс можно условно разделить на три этапа: 1 – линейный рост концентрации углерода при практически неизменном и незначительном содержании кислорода на поверхности (0–200 мин.); 2 – резкое увеличение количества атомов кислорода на поверхности при некотором падении концентрации углерода (200–300 мин.); 3 – плавный выход на равновесные значения содержания углерода и кислорода, сопровождающийся энергетическим сдвигом дублета пиков индия на 2 эВ в сторону меньших энергий (300–500 мин.).

Как отмечалось ранее, в ходе электронно-стимулированной адсорбции наблюдалось изменение профиля пика углерода, аналогичное описанному в [4], которое позволяет утверждать, что наряду с адсорбцией углеродсодержащих соединений из остаточной газовой среды идет процесс их диссоциации, что, в свою очередь, приводит к образованию углеродного слоя на поверхности индия. Вклад в этот процесс, очевидно, вносят не только первичные, но и обратнорассеянные, а также вторичные электроны. Все сказанное, а также отсутствие химического сдвига на оже-спектрах, позволяет утверждать, что на первом этапе идет процесс диссоциации углеродсодержащих соединений в приповерхностной области образца и физосорбции углерода и кислорода на поверхность индия. Далее по мере накопления углерода на поверхности, то есть на втором этапе, электронное облучение стимулирует диффузию кислорода через адслой углерода к поверхности индия. Третий завершающий этап, очевидно, связан с процессом хемосорбции диффундировавшего кислорода, то есть с образованием оксида индия на границе индий-адслой.

Общепринятая модель процесса ЭСА [1] предполагает электронное возбуждение и/или диссоциацию молекул в газовой фазе над поверхностью, или наличие слабо связанных молекул с поверхностью. Электронное облучение возбуждает молекулы или молекулярные фрагменты, которые физически адсорбируются или реагируют с поверхностью намного чаще, чем это наблюдается в отсутствии возбуждения. В экспериментах с непрерывным облучением поверхности индия мы наблюдали резкий рост концентрации углерода после выключения электронной пушки. Этот эффект можно связать с модификацией поверхности индия вследствие электронной бомбардировки, поэтому, на наш взгляд, при мо-

делировании электронно-стимулированных процессов следует учитывать влияние облучения на поверхность адсорбента, возбужденные частицы или дефекты которого могут также увеличивать адсорбционную способность.

Выводы

1. В вакууме $1 \cdot 10^{-6}$ Па поверхность индия остается в атомарно-чистом состоянии в течение 5 ч.
2. В отсутствие облучения поверхности индия электронным пучком адсорбционные процессы проявляются намного слабее или практически отсутствуют.
3. При электронной стимуляции значительно возрастает скорость адсорбции.
4. Электронное облучение приводит к диссоциации адсорбата, вследствие чего на поверхности индия образуется углеродный слой. Образование углеродной пленки завершается электронно-стимулированной диффузией кислорода к поверхности индия с последующей хемосорбцией.
5. При моделировании процесса ЭСА следует учитывать не только электронное возбуждение и/или диссоциацию молекул в газовой фазе над поверхностью, но и возбуждение поверхностных частиц или дефектов самого адсорбента.

Список литературы

1. A.W. Czanderna, T.E. Madey, C.J. Powell Beam effects, surface topography and deph profiling in surface analysis. Kluwer Academic Publishers. New York.
2. О. Г. Ашхотов, А. А. Шебзухов // Поверхность. Физика, химия, механика. – 1982. – № 10. – С. 101.
3. W.A. Coghlan, R.E. Clausing // Atomic data. V.5. 317. 1973.
4. Е. О. Чагай, Н. В. Вишневая, О. Г. Ашхотов // Поверхность. Физика, химия, механика. – 2007. – № 10. – С. 36–41.
5. Дешман, С. Научные основы вакуумной техники / С. Дешман. – М. : Мир, 1964. – 705 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ НЕЙРОСЕТЕВОГО МЕТОДА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА ИЗЛУЧЕНИЯ ПО ДИФРАКЦИОННЫМ КАРТИНАМ В СТЕРЕОФОТОГРАММЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ

В. А. Бахтина, Ю. В. Коловский, А. И. Шабуров

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: sl_507@mail.ru

Рассмотрены вопросы, посвященные созданию дифракционных объективов для стереофотограмметрической системы, используемой в условиях космического пространства. А так же исследована возможность использования нейросетевой обработки дифракционных картин.

Из-за существующих ограничений по габаритным размерам и массе, доставляемых в космос объектов, крупногабаритные спутниковые антенны (КСА) с большой эффективной площадью отражающей поверхности должны транспортироваться в сложенном состоянии и, после выведения, разворачиваться с обеспечением высокой точности отражающей по-

верхности [1]. Для обеспечения заданной точности контроль поверхности необходимо проводить не только непосредственно после развертывания антенн, отражающая поверхность подвергается влиянию окружающего космического пространства в течение всего срока эксплуатации, и по прошествии времени неизбежно происходит деформация поверхности, вследствие чего ухудшаются приемо-передающие характеристики КСА. Следовательно, контроль поверхности необходим в течение всего срока эксплуатации объекта.

В данной работе предлагается конструкция стереофотограмметрической системы (СФГС) с использованием плоских дифракционных решеток (ПДР) с последующей обработкой полученных на фотоматрице дифракционных картин при помощи нейросетей.

Геометрия СФГС

Предлагаемая система (рис. 1) способна давать объективную информацию об изменении пространственных параметров отражающей поверхности, благодаря чему становится возможной своевременная точная корректировка поверхности, что позволит значительно продлить срок службы КСА.

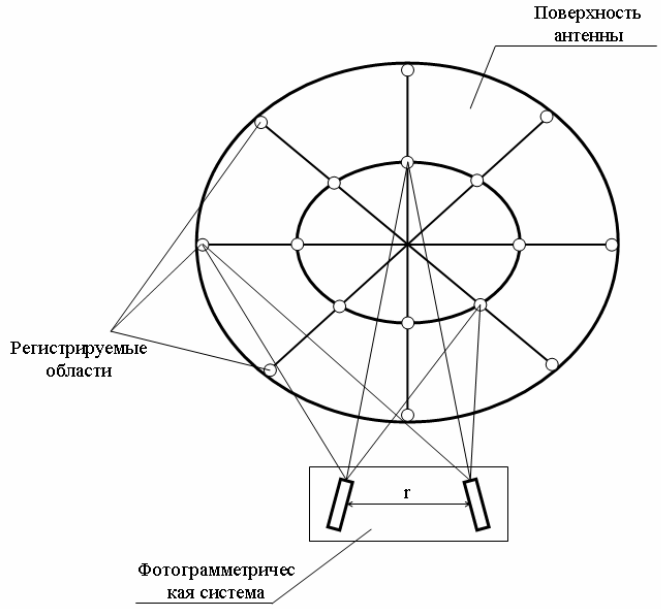


Рис. 1. Геометрия фотограмметрической системы

Существующие СФГС способны производить контроль поверхности путем регистрации всей ее площади. Предложенная система с ПДР позволяет проводить частичную регистрацию отдельных областей поверхности (рис. 1), с нанесенными на них маркерными знаками, выполненными в виде излучающих элементов.

СФГС состоит из двух, так называемых дифракционных объективов, каждый из которых включает ПДР, фокусирующую линзу и фоточувствительную матрицу. Падающий луч проходит через ПДР и линзу, после чего на фотоматрице фиксируется изображение дифракционной картины (рис. 2) [1].

Данная система способна заменить оптическую схему фотоаппарата, в условиях космического пространства, имеющую весьма непродолжительный срок службы.

Ионизирующее излучение (ИИ) является главенствующим фактором космического пространства, ограничивающим срок службы оптических материалов. Оно проявляется в одиночных и дозовых эффектах. При воздействии ИИ в стеклах наряду с радиационными дефектами генерируется электронно-дырочная плазма. При рекомбинации такой плазмы возникает радио-люминесценция, радиационные центры окраски и внедренный заряд. Эти эффекты могут отрицательно сказаться на основных характеристиках оптических материалов [2].

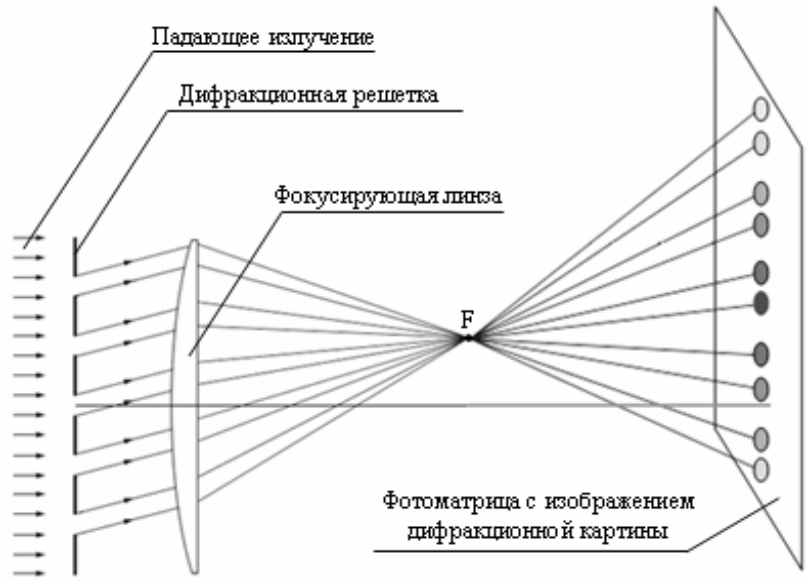


Рис. 2. Принцип действия дифракционного объектива

Не смотря на то, что предлагаемая схема дифракционного объектива тоже включает элементы, выполненные из оптических стекол, количество этих элементов гораздо меньше, чем в объективе фотоаппарата, следовательно, дефекты, вызванные ИИ, будут в меньшей степени влиять на работоспособность всей системы в целом.

Эксперимент

К настоящему времени был проведен натурный эксперимент с использованием обычных цифровых фотоаппаратов. Роль матрицы в данном случае выполнял экран, выполненный из бумаги (рис. 3). В эксперименте наличие линзы не требовалось, так не было ограничений в пространстве. Расстояние от решетки до экрана составляло 432 мм, разрешающая способность решетки 250 штрихов на миллиметр.



Рис. 3. Схематическое изображение экспериментальной установки и математическая модель дифракционной картины

Была проведена серия снимков для фиксации дифракционных картин при повороте лазера на тридцать градусов с шагом в два градуса. В результате поворота источника излучения изменяется положение боковых дифракционных максимумов. Используя это изменение, можно определить координаты источника излучения с помощью метода нейросетевой обработки результатов.

Обработка результатов эксперимента при помощи нейросети

Для обработки полученных дифракционных картин был использован многослойный персептрон – нейросеть, состоящая из произвольного количества нейронных слоев. Нейроны каждого слоя соединяются с нейронами предыдущего и последующего слоев по принципу «каждый с каждым». Первый слой называется *сенсорным* или *входным*, внутренние слои называются *скрытыми* или *ассоциативными*, последний (самый правый, на рисунке состоит из одного нейрона) — *выходным* или *результативным*. Количество нейронов в слоях может быть произвольным. Обычно во всех скрытых слоях одинаковое количество нейронов [4]. Архитектура нейронной сети представлена на рис. 4.

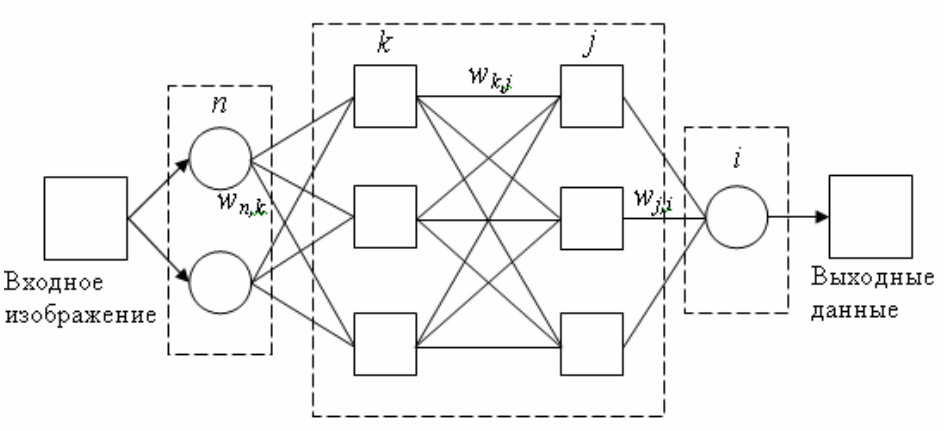


Рис. 4. Многослойный персептрон

Для эффективного обучения нейросети требуется упорядоченная структура данных. Так как данные на выходе моделирующего продукта не имеют множество различных спектров, для обучения нейросети они приводятся к виду численных таблиц координат центров масс точек дифракционной картины. Для решения задачи проводилась фильтрация данных в программном пакете MatLab. Был смоделирован фильтр красного цвета, с помощью которого определены центры масс точек, после чего центры масс были соединены при помощи сплайна. После формирования учебника для нейросети было проведено ее обучение.

В результате обучения нейросети было установлено, что координаты источника определяются с очень большой погрешностью. Это связано с условиями проведения эксперимента, в частности с отсутствием статического крепежа используемого оборудования. Устранение данного недостатка позволит значительно увеличить точность предлагаемого метода. Так же для повышения точности возможно использование решетки с большей разрешающей способностью.

Список литературы

1. Моделирование 3D структур (дифракционных оптических элементов) в программном пакете CST Microwave Studio / С. С. Алексеев, В.А. Бахтина, Ю. В. Коловский, А. И. Шабуров // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. / ред. : А. И. Громыко, А. В. Сарафанов. – Красноярск : ИПК, СФУ, 2009.

2. Акишин, А. И. Космическое материаловедение : метод. и учеб. пособие / А. И. Акишин. – М. : НИИЯФ МГУ, 2007. – С. 209.

3. Заенцев, И. В. Нейронные сети: основные модели : учеб. пособие по курсу нейронные сети / И. В. Заенцев. – Воронеж : ВГУ, 1999. – 76 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОЛНОГО СУММАТОРА НА КМОП-ТРАНЗИСТОРАХ В СУБМИКРОННОЙ ТЕХНОЛОГИИ 350 НМ

С. А. Жищенко, Р. М. Лапин, В. Е. Зотов, А. И. Мушта (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394049, Воронеж, Московский Проспект, 14
E-mail: gishenko@mail.ru

В САПР Cadence проведено топологическое проектирование полного сумматора, экстракция его электрической схемы с учетом паразитных параметров, схемотехническое моделирование анализируемого цифрового устройства.

Введение. Сумматоры широко применяются в устройствах цифровой обработки сигналов [1], потому представляет интерес вопросы их схемотехнического и топологического проектирования.

Исследование полного сумматора на КПОП-транзисторах включает в себя обоснование электрической схемы сумматора, разработку топологии, экстракцию, моделирование с учетом паразитных параметров.

Основными критериями, определяющими быстродействие цифровой схемы, является скорость работы входящих в нее частей и суммарная длина цепей соединительных элементов. Данное утверждение можно проиллюстрировать на примере работы микропроцессора. Поскольку входящий в состав микропроцессора сумматор является существенной его частью, то быстродействие сумматора в значительной мере определяет быстродействие всей системы.

Важным параметром, определяющим электрическую схему сумматора, является минимальное количество КМОП-транзисторов. Данное требование необходимо для оптимизации размера цифровой ячейки на кристалле. Сравнение существующих электрических схем полных сумматоров показало, что наиболее целесообразно выбрать схему, приведенную на рис. 2, которая содержит 18 КМОП-транзисторов. Эта схема предназначена для работы в СБИС, построенных на проходной логике. В проходных логических схемах применяются МОП- и КМОП-ключи. Использование ключей одного типа – однополярных ключей (проходных вентилей) позволяет исключать *p*-МОП, однако возникает проблема полной передачи единичного сигнала. В комплементарных КМОП-ключах (передаточных вентилях) используются *n*-МОП и *p*-МОП, но сохраняется проблема, передачи сигнала по длинным цепочкам ключей.

Проходные логические схемы, использующие однополярные ключи, обладают важными преимуществами. Во-первых, в элементе всего один транзистор вместо двух в инверторе, во-вторых, у ключа три вывода вместо четырех у инвертора. Поэтому можно добиться более высокой плотности упаковки.

Основным ограничением однополярных проходных вентилей является снижение выходного перепада на выходе ключа. При использовании *n*-МОП ключей высокий уровень в цепочке снижается после каждого элемента на величину порогового напряжения.

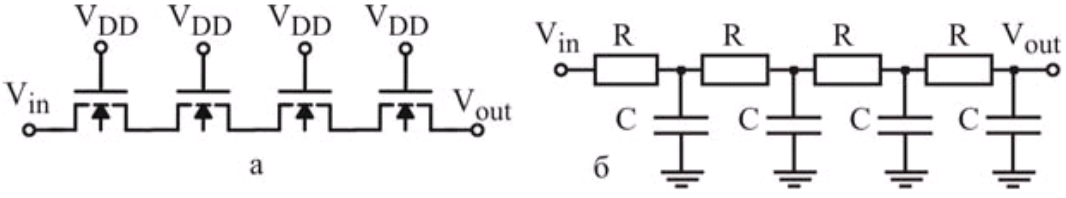


Рис. 1. Цепь ключей: *а* – электрическая схема, *б* – эквивалентная схема

Простота однополярных и комплементарных проходных логических схем связана с отсутствием усиления. Сигнал, проходящий по цепочке вентилей должен заряжать емкости узлов через возрастающее сопротивление. Поэтому задержка квадратично зависит от количества ключей N в цепочке[2]. Эту задержку можно рассчитать по формуле

$$t_0 = N^2 RC ,$$

где R – сопротивление ключа; C – емкость ключа.

Выбранная схема полного сумматора имеет 18 КМОП-ключей, однако для согласования этой схемы с другими цифровыми ячейками в СБИС пришлось добавить инверторы на входах и выходах полного сумматора. Данные инверторы играют роль усилителей, замыкая входы полного сумматора непосредственно с шинами земли или питания, в зависимости от напряжения на входе. В результате дополнения инверторов была получена схема, имеющая 28 транзисторов (рис. 2).

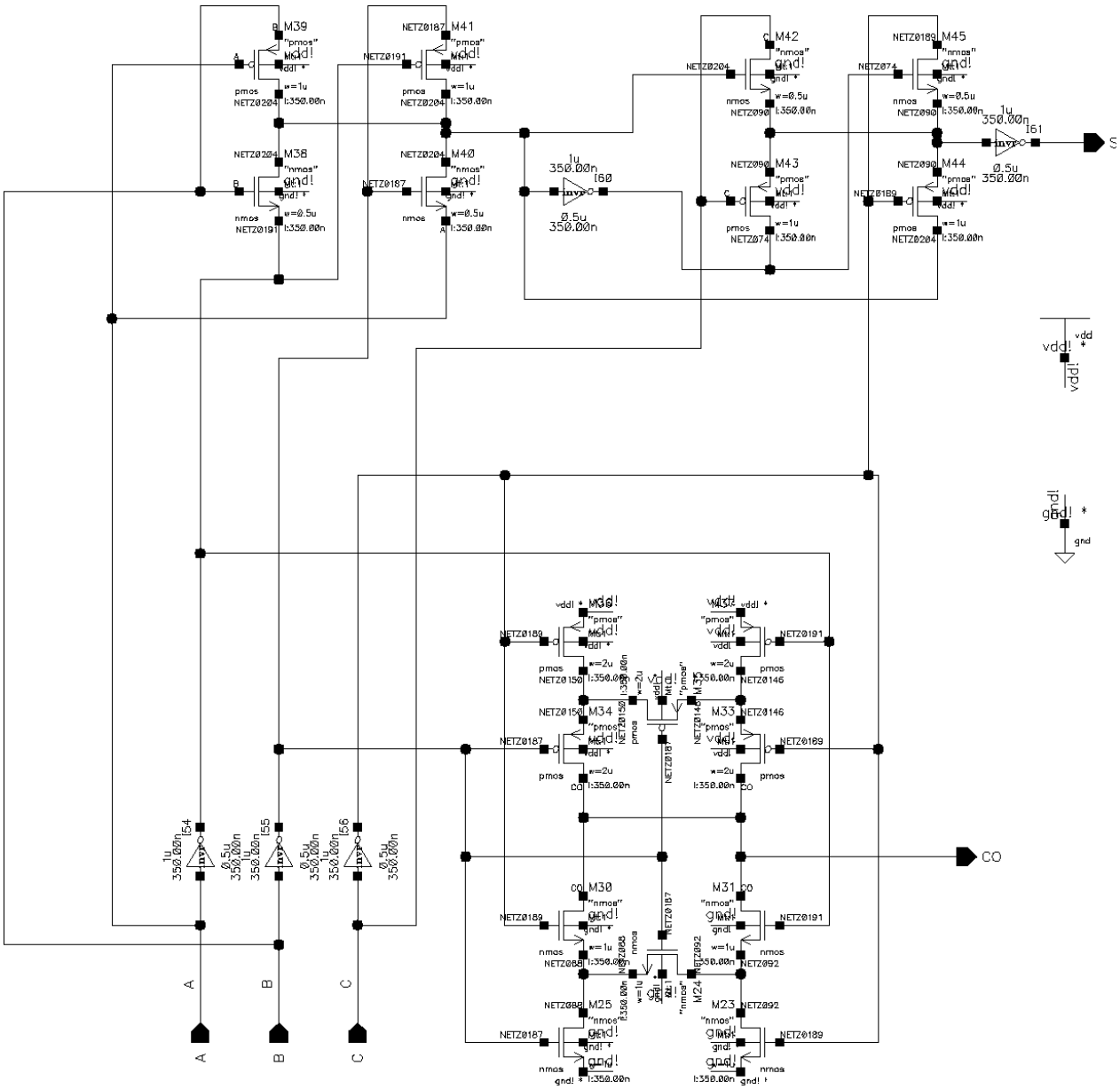


Рис. 2. Электрическая принципиальная схема полного сумматора

Топология полного сумматора разработана в системе автоматизированного проектирования Cadence. Результаты топологического проектирования приведены на рис. 3.

Перед моделированием сумматора необходимо провести экстракцию. Указанная процедура создает описание всех элементов схемы и соединений между ними для моделирования, которая помимо основных элементов схемы содержит значения всех паразитных параметров.

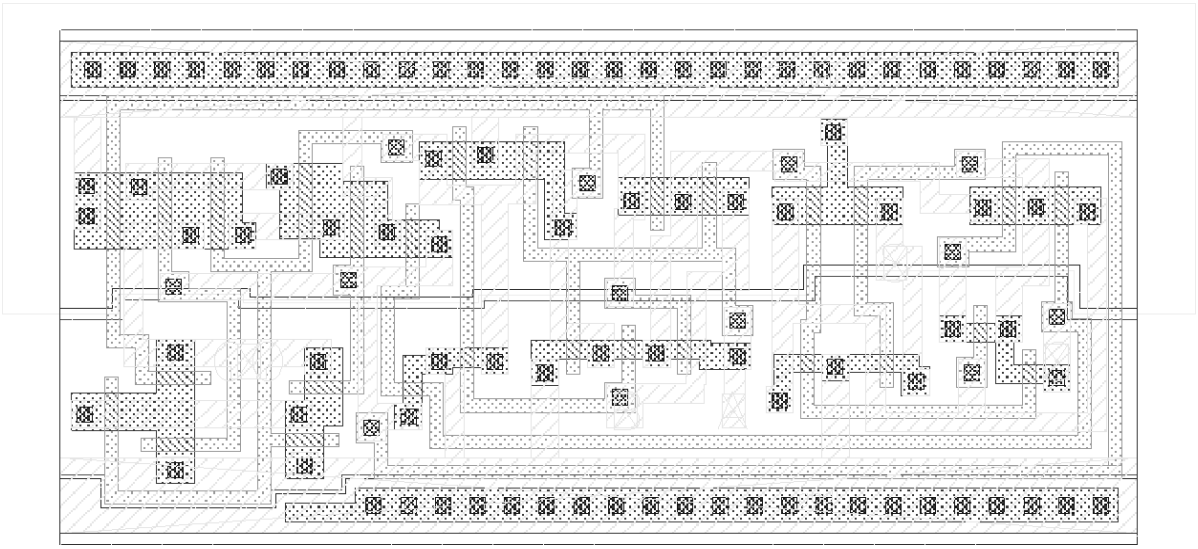


Рис. 3. Топология полного сумматора

Все исследуемые сумматоры имеют напряжение питания 3,3 В и построены по технологии 350 нм. Результаты моделирования сумматоров приведены в табл. 1.

Если параметры сумматора FALX1 принять за 1, то можно составить более наглядную таблицу результатов схемотехнического моделирования (табл. 2).

Таблица 1

Параметр	Обозначение	FALX1	ad01d0	FA_GSA_XX
Входная емкость, фФ	cin	15,73	8,47	16,7
Задержка переключения из 1 в 0, нс	cell_fall	1,88	1,21	1,49
Задержка переключения из 0 в 1, нс	cell_rise	1,84	1,18	1,52
Энергия переключения из 1 в 0, пДж	fall_power	58,06	100,65	82,35
Энергия переключения из 0 в 1, пДж	rise_power	57,77	97,91	94,49
Энергия утечки, пДж	leakege_power	382,4	1073,9	620,1

Таблица 2

Обозначение	FALX1	ad01d0	FA_GSA_XX
cin	1	0,54	1,06
cell_fall	1	0,64	0,79
cell_rise	1	0,64	0,83
fall_power	1	1,73	1,42
rise_power	1	1,69	1,64
leakege_power	1	2,81	1,62

Заключение. Проведенное исследование, включающее в себя топологическое проектирование полного сумматора, экстракция его электрической схемы с учетом паразитных параметров, схемотехническое моделирование анализируемого цифрового устройства позволило спроектировать полный сумматор, характеризующийся достаточно высоким быстродействием и вполне приемлемым энергопотреблением.

Список литературы

1. Игумнов, Д. В. Основы микроэлектроники : учеб. для техникумов по спец. «Производство изделий электр. техники» / Д. В. Игумнов, Г. В. Королев, И. С. Громов. – М. : Высш. шк., 1991. – 254с.: ил.

2. Ракитин, В. В. Интегральные схемы на КМОП-транзисторах : учеб. пособие / В. В. Ракитин. – М. : Радио и Связь, 2007.

ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ТВЕРДОТЕЛЬНЫЙ ВОЛНОВОЙ ГИРОСКОП

П. С. Маринушкин, А. А. Левицкий (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: pmarinushkin@sfu-kras.ru

Приводятся результаты компьютерного исследования модели пьезоэлектрического твердотельного волнового гироскопа. С помощью пакета конечноэлементного моделирования ANSYS получены качественные и количественные оценки его функционирования.

В настоящее время в различных технических системах гражданского и военного применения (малогабаритные инерциальные системы управления беспилотными летательными аппаратами, системы наведения и стабилизации «умного» оружия (бомб, торпед, артиллерийских снарядов), приборы определения кривизны скважин для нефтегазодобывающей отрасли, судовые навигационные системы, системы контроля качества автомобильных и железных дорог) широко используются механические, электромагнитные, волоконно-оптические и лазерные гироскопы. При этом одним из наиболее перспективных гироскопических приборов является твердотельный волновой гироскоп (ТВГ) [1].

К достоинствам ТВГ относятся: высокая точность; малое время готовности; малая масса и габариты; высокая виброударостойчивость; малое энергопотребление; относительно низкая стоимость.

Конструкция ТВГ включает тонкостенный резонатор, выполненный из высокодобротного материала (кварц, пьезоэлектрическая керамика), систему возбуждения стоячих волн и систему съема информации о положении узлов и пучностей стоячих волн [2, 3]. При повороте основания такого гироскопа на угол φ стоячая волна поворачивается на угол $k\varphi$, где k – постоянная, зависящая от свойств формы резонатора и материала из которого он изготовлен, а также числа узлов и пучностей стоячей волны. Измеряя угол поворота стоячей волны, можно получить информацию о скорости вращения основания или об угле поворота основания в зависимости от того, в каком режиме работает прибор: датчик угла (интегрирующий гироскоп) и датчик угловой скорости.

Большой интерес представляют пьезоэлектрические ТВГ, так как использование пьезоэлектрической керамики в качестве материала резонатора позволяет снизить стоимость и упростить конструкцию ТВГ. Чувствительный элемент (ЧЭ) пьезоэлектрического ТВГ имеет вид полого цилиндра, выполненного из пьезоэлектрического материала, на внутреннюю поверхность которого нанесен сплошной общий электрод, а на внешней по-

верхности сформировано несколько пар диаметрально противоположно расположенных электродов (в зависимости от того, какая мода колебаний используется для возбуждения первичных колебаний).

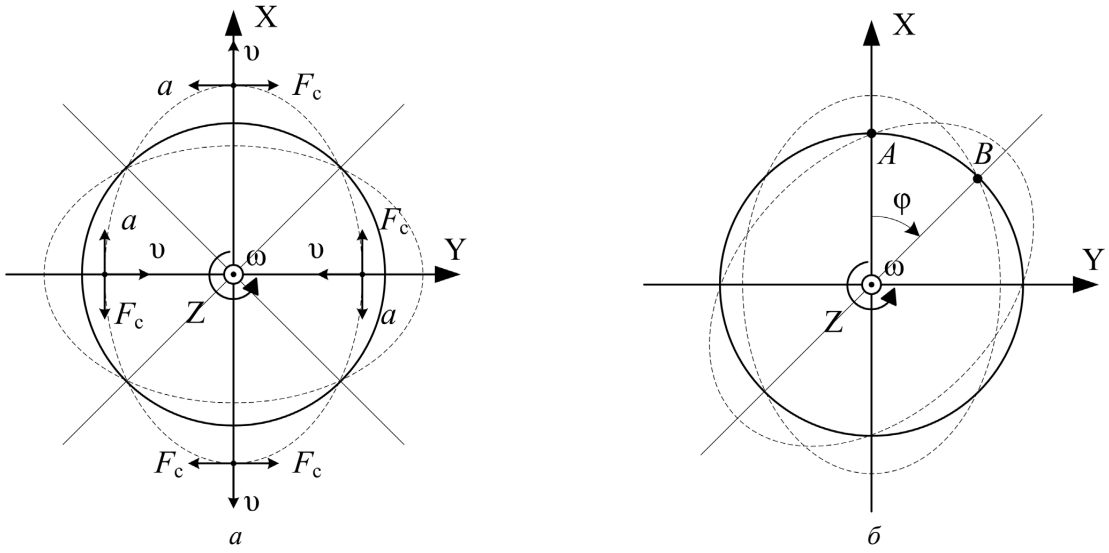


Рис. 1. Принцип действия ТВГ: *а* – положение стоячей волны в отсутствие вращения основания ТВГ, *б* – поворот стоячей волны при вращении основания ТВГ

Одна из возможных схем включения пьезоэлектрического ТВГ представлена на рис. 2. Две пары электродов (1 и 2, 3 и 4) в схеме используются для возбуждения колебаний (резонатор включен в цепь автогенератора), две другие пары электродов (5 и 6, 7 и 8) служат для измерения амплитуды вторичных колебаний. Выходное напряжение автогенератора используется в качестве опорного для синхронного детектора, который производит выпрямление напряжения, поступающего с выхода дифференциального усилителя. Далее выходное напряжение синхронного детектора фильтруется с помощью сглаживающего фильтра. Сигнал на выходе фильтра имеет величину, пропорциональную угловой скорости вращения, а его фаза определяется направлением вращения.

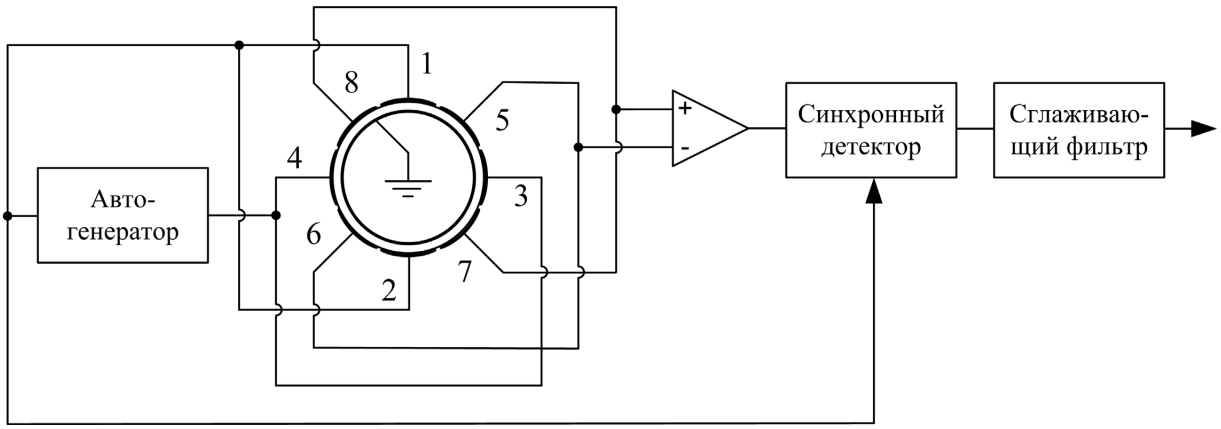


Рис. 2. Схема включения пьезоэлектрического ТВГ

Применение аналитических теорий при исследовании ТВГ дает возможность изучить в основном только качественный характер колебаний, что, однако, позволяет сделать полезные для практического использования ТВГ выводы. Аналитические исследования

такого объекта как пьезоэлектрический ТВГ в двумерной и трехмерной постановке сопряжено со значительными трудностями. Поэтому целесообразно использовать численные методы, в частности метод конечных элементов. Среди большого числа программ для конечноэлементного моделирования лишь некоторые обладают возможностями для анализа пьезоэлектрических устройств. В частности к таким пакетам относится ANSYS, позволяющий учитывать.

Определяющая система уравнений для пьезоэлектрических материалов в ANSYS выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} \mathbf{M}_{uu}\ddot{\mathbf{u}} + \mathbf{C}_{uu}\dot{\mathbf{u}} + \mathbf{K}_{uu}\mathbf{u} + \mathbf{K}_{u\varphi}\mathbf{Ц} = \mathbf{F} \\ \mathbf{K}_{u\varphi}^{T}\mathbf{u} + \mathbf{K}_{\varphi\varphi}\mathbf{Ц} = \mathbf{Q} \end{cases},$$

где $\mathbf{M}$, $\mathbf{K}_{uu}$, $\mathbf{C}_{uu}$ – матрицы масс, жесткости и демпфирования соответственно; $\mathbf{K}_{u\varphi}$, $\mathbf{K}_{\varphi\varphi}$ – матрицы пьезоэлектрического эффекта; $\mathbf{u}$, $\mathbf{Ф}$, $\mathbf{Q}$ – перемещения, потенциалы и заряды узловых точек; $\mathbf{F}$ – силовая нагрузка. Первое уравнение описывает механическую составляющую задачи. Второе уравнение описывает электрическое поле в системе. Оба уравнения связаны через пьезоэлектрическую матрицу связи.

Численные расчеты были выполнены для экспериментального образца ТВГ (рис. 3), в котором в качестве резонатора использовался тонкостенный цилиндр из сегнетожесткого пьезокерамического материала PZT-8 со следующими параметрами: длина резонатора L = 20 мм, внешний диаметр d_1 = 19 мм, внутренний диаметр d_2 = 17 мм. Соответствующая конечно-элементная модель в пакете ANSYS содержала 2400 объемных элемента, описываемых 14160 узлами.

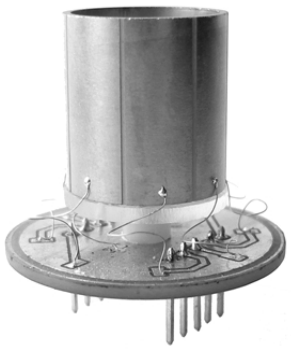


Рис. 3. Экспериментальный образец пьезоэлектрического ТВГ

На первом этапе в пакете ANSYS был выполнен модальный анализ. В результате расчета были получены собственные частоты ЧЭ ТВГ и формы собственных колебаний ЧЭ ТВГ при угловой скорости $\Omega = 0$ и при $\Omega = 650$ рад/с (рис. 4). Форма колебаний, изображенная на рис. 4, *а*, соответствует первичным колебаниям ЧЭ, а форма колебаний, изображенная на рис. 2, *б*, – вторичным колебаниям.

Время расчета для гармонического анализа (на персональном компьютере с процессором Pentium 4 с тактовой частотой 3 ГГц и 2 Гб ОЗУ) составило восемь часов. По результатам расчета была построена амплитудно-частотная характеристика колебаний для точек *A* и *B* (рис. 1, *б*) на поверхности резонатора при угловой скорости $\Omega = 0$ и при $\Omega = 650$ рад/с (рис. 5). В отсутствие угловой скорости АЧХ имеет один резонанс, соответствующий первой собственной частоте колебаний трубки (10632 Гц). При появлении уг-

ловой скорости Ω кривая АЧХ принимает вид кривой с двумя максимумами. Таким образом, ТВГ может использоваться в двух режимах: а) когда рабочая частота колебаний резонатора выбирается соответствующей частоте первого или второго максимума, что соответствует максимальной чувствительности, при этом предъявляются жесткие требования к стабильности частоты первичных колебаний; б) когда используется участок АЧХ, лежащий между двумя максимумами; при этом достигается более надежный режим работы, снижаются требования к стабильности частоты первичных колебаний, но снижается чувствительность.

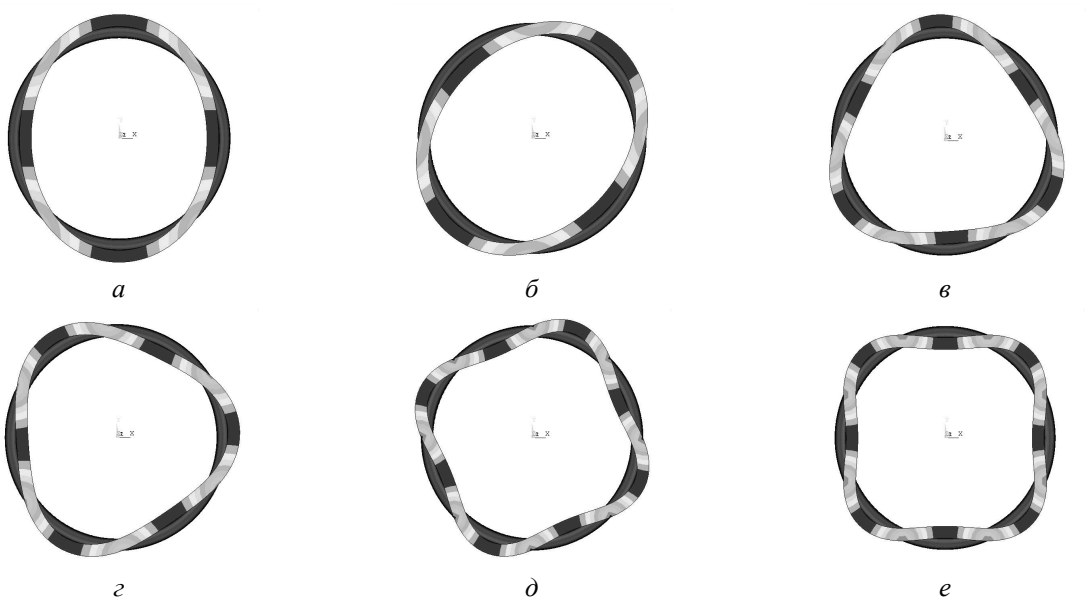


Рис. 4. Формы собственных колебаний ЧЭ ТВГ: *а* – частота 10632 Гц, Ω = 0; *б* – частота 10632 Гц, Ω = 650 рад/с; *в* – частота 17893 Гц, Ω = 0; *г* – частота 17893 Гц, Ω = 650 рад/с; *д* – частота 32178 Гц, Ω = 0; *е* – частота 32194 Гц, Ω = 650 рад/с

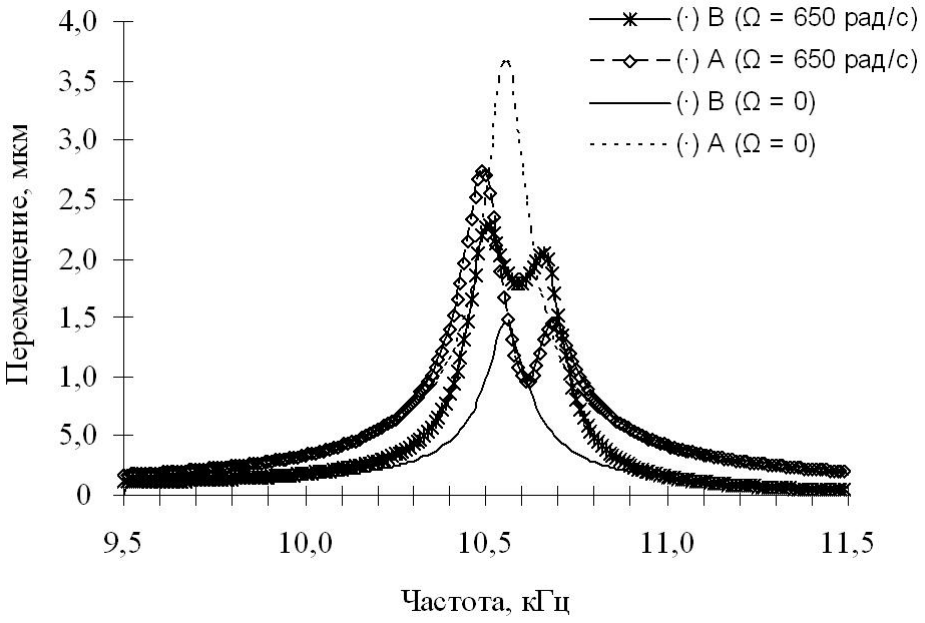


Рис. 5. Амплитудно-частотная характеристика колебаний для точек *A* и *B* на поверхности резонатора

Использованная в работе конечноэлементная модель позволяет исследовать влияние свойств материала и геометрии чувствительного элемента ТВГ на его выходные характеристики. Полученные в результате численного моделирования качественные и количественные оценки рабочих характеристик рассмотренного гироскопа в различных режимах работы обеспечивают возможность выработки рекомендаций по повышению точности и эффективности его работы, сократив при этом объем длительных и трудоемких натурных экспериментов.

Список литературы

1. Басараб, М. А. Математическое моделирование физических процессов в гироскопии / М. А. Басараб, В. Ф. Кравченко, В. А. Матвеев. – М. : Радиотехника, 2005.

2. J.S. Burdess, A.J. Harris, J. Cruickshank, D. Wood, G. Cooper, A review of vibratory gyroscopes, Engineering Science and Education Journal, vol. 3 (1994) pp. 249-254.

3. B. Kanani, Operating principles of the Monolithic Cylinder Gyroscope, IEEE Ultrasonics Symposium, vol. 2 (2004) pp. 1195-1198.

КОНСТРУИРОВАНИЕ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОКСИДНЫХ СОЛНЕЧНЫХ ЯЧЕЕК

А. В. Рыженков, А. В. Попов, Н. В. Маглинец, Т. Н. Патрушева (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: ilansky@mail.ru

Рассмотрен общий принцип функционирования оксидных солнечных элементов; разобраны основные фотофизические процессы и электрохимические реакции, протекающие при работе DSSC. Описана методика конструирования оксидных солнечных элементов с использованием твердотельного полимерного электролита, и сборка модуля на их основе. Приведены расчеты эффективностей преобразования солнечной энергии, как отдельных сконструированных элементов, так и всего модуля, а так же сравнительный анализ полученных результатов с данными опубликованными различными исследовательскими группами. Сделан вывод о целесообразности использования экстракционной технологии для изготовления солнечных модулей. Рассмотрены перспективы замены классических жидких электролитов на твердотельный полимерный электролит.

С каждым годом развитые страны стараются увеличивать удельный вес возобновляемых источников энергии в своем топливно-энергетическом комплексе. Несмотря на огромные усилия, предпринимаемые в последние десятилетия в этой области, и достижение определенных успехов, эффективность солнечной и ветроэнергетики, наиболее безопасных и экологичных возобновляемых источников энергии, остается довольно низкой, а, следовательно, достаточно дорогой. По этой причине в плане повышения эффективности солнечной энергетики весьма актуально разработка и развитие солнечных элементов с относительно низкой себестоимостью и простотой производства, но способных конкурировать по эффективности с классическими кремниевыми батареями, на данный период требующими сравнительно высоких производственных затрат.

Принцип работы оксидных солнечных элементов основан на сенсибилизации широко-зонного полупроводника красителем. Основные окислительно-восстановительные реакции, описывающие фотофизические процессы в *DSSCs* (*Dye-sensitized solar cell*):

$$S + h\nu \rightarrow S^* \quad (1)$$

$$S^* + TiO_2 \rightarrow S^+ + e_{cd}^-(TiO_2) \quad (2а)$$

$$S^* \rightarrow S \quad (2б)$$

$$2S^{+} + 3I^{-} \rightarrow 2S + I_3^{-} \quad (3а)$$

$$S^{+} + e_{cd}^{-}(TiO_2) \rightarrow S + TiO_2 \quad (3б)$$

$$I_3^{-} + 2e^{-}(catalyst[Pt]) \rightarrow 3I^{-} \quad (4а)$$

$$I_3^{-} + 2e_{cd}^{-}(TiO_2) \rightarrow 3I^{-} + TiO_2 \quad (4б)$$

Под воздействием светового облучения краситель, переходит в состояние электронного возбуждения. Процесс возбуждения высокомолекулярного органического красителя в результате фотонной адсорбции очень сложен в связи с наличием у комплексных органических соединений целого ряда состояний электронного возбуждения из-за большого количества, влияющих друг на друга молекулярных подуровней, а также очень сложной закономерности колебаний этих энергетических состояний, и заслуживает отдельной темы. Следует отметить то, что процесс возбуждения органического красителя обусловлен переходом дополнительных возбуждённых электронов с наивысшей занятой молекулярной орбитали (*Highest Occupied Molecular Orbital, HOMO*) на низшую свободную молекулярную орбиталь (*LOMO*), см. рис. 1, *a*. Так как уровень *LOMO* красителя энергетически выше дна зоны проводимости полупроводниковых наночастиц слоя TiO_2, возбужденные фотонной адсорбцией электроны и находящиеся на низшей свободной молекулярной орбитали могут перейти в зону проводимости полупроводника (рис. 1, *c*). В этой ситуации становится возможной инжекция электронов в полупроводник из возбужденного посредством светового излучения красителя (2а), который лишившись избыточных электронов, сгенерированных световым излучением, условно приобретает положительные заряд. Фактом является то, что не все возбуждённые электроны будут способны проникнуть в наночастицы полупроводника; часть из них рекомбинирует сразу же после возбуждения, в результате чего происходит деактивация состояния электронного возбуждения красителя (рис. 1, *b*). К тому же инжекция сгенерированных при фотонной адсорбции электронов из красителя в полупроводник носит не однонаправленных характер, возможен и обратный процесс перехода электронов из наночастиц полупроводника в положительно заряженный краситель (3б, рис. 1, *d*).[10] Для снижения эффекта обратной инжекции электронов при изготовлении оксидных солнечных элементов необходимо использование электролитов, способных образовывать двойные окислительно-восстановительные ионные комплексы. Одним из таких электролитов является органический раствор I_2 и соли йодо-водородной кислоты (обычно KI, NaI, LiI; иногда применяют соли соляной кислоты или йодистый метил-гексил-имидазолиум). Данный состав электролита способствует формированию двойного окислительно-восстановительного комплекса I^{-}/I_3^{-} который, с одной стороны, в органических растворах способен переносить заряд, а с другой, при восстановлении до $3I^{-}$ посредством катализатора (4а) эффективно компенсирует процесс разделения зарядов входе рекомбинационной реакции 4б, усугубляющей генерацию тока во внешнюю цепь, и способствует восстановлению красителя (3а) (т. к. энергетика уровня *HOMO* меньше химического потенциала окислительно-восстановительного комплекса I^{-}/ I_3^{-}), тем самым снижая влияние паразитного процесса 3б.

В качестве основного компонента электролита йод (I_2) выбран не случайно. Он хорошо растворяется в органических растворителях, что обеспечивает высокую подвижность анионов йода, практически не поглощает излучение видимой области спектра, обладает хорошей электрохимической стабильностью при восстановленных и окислительных процессах, имеет высокую способность кинетикого переноса электронов, а так же химически нейтрален к остальным компонентам *DSSC*. В качестве классических органических растворителей электролита применяют полиэтилен-гликоль, мето-кси-ацетонитрил, ацетонитрил, карбонат этилена, карбонат пропилена, бутиронитрил и ряд других. Выбор этих веществе объясняется рядом важных свойств присущих им, и оказывающих существенное влияние на производительность солнечных ячеек:

- низкая летучесть в диапазоне температур от –40 до +80 ºС;
- низкая вязкость, обеспечивающая высокую диффузионную подвижность ионов электролита;
- высокая способность растворять в себе I_2 и соли йодо-водородной кислоты;
- нейтральность к красителю и невозможность растворять его;
- стойкость к окислению атмосферным кислородом, высокая стойкость к химическому разложению.

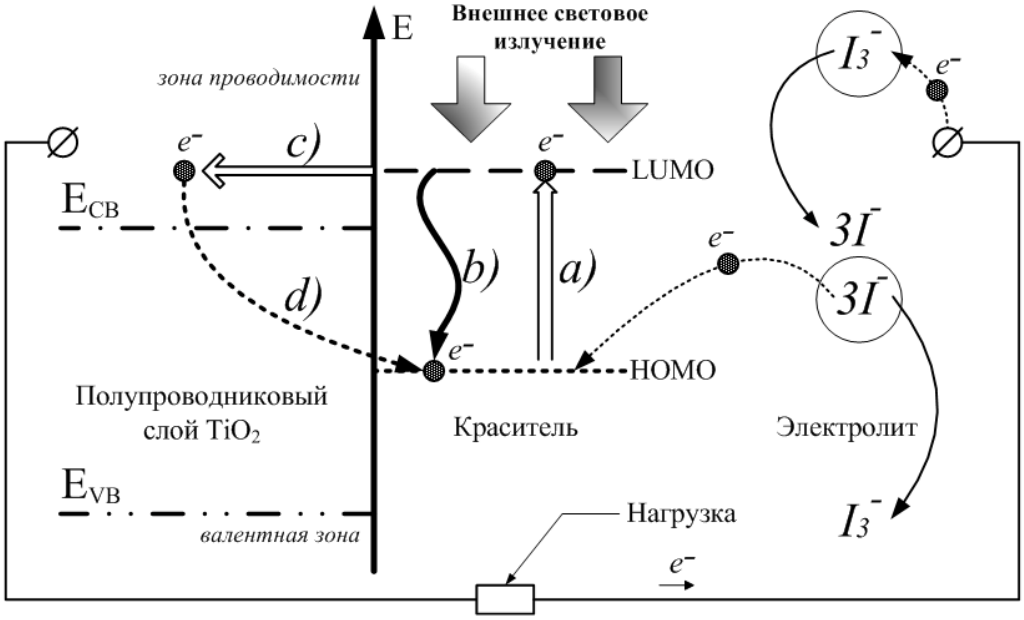


Рис. 1. Основные фотофизические процессы в оксидной солнечной ячейке. *a* – переходом возбуждённых электронов с наивысшей занятой молекулярной орбитали на низшую свободную молекулярную орбиталь; *b* – рекомбинация возбуждённых электронов в красителе; *c* – инжекция электронов с низшей свободной молекулярной орбитали красителя в зону проводимости полупроводника; *d* – рекомбинационный процесс, вызванный обратной инжекцией электронов из полупроводника

Несмотря на относительно низкую себестоимость, и ряд преимуществ оксидных солнечных элементов перед кремниевыми батареями:

- способность улавливать не только яркий свет, но и рассеянное излучение, подающее на элемент под небольшим углом;
- слабая чувствительность к частичному затенению рабочей поверхности,

всё же для успешного коммерческого производства *DSSCs* важным фактором, который нельзя не учитывать, является стабильность устройств и модулей, собранных на их основе, обеспечивающая ожидаемый срок службы, по меньшей мере, лет 10 при эксплуатации на открытом воздухе. Для повышения срока службы оксидных ячеек, весьма актуальна идея замены ныне применяющихся жидких электролитов твердыми, полимерными или пористыми полупроводниками *p*-типа [11]. Это связано с тем, что классические жидкие электролиты ограничивают эксплуатацию оксидных солнечных элементов при повышенных температурах в силу высокой вероятности их испарения, что важно для стран с жарким климатом, а также затрудняют внедрение в производство данных солнечных элементов гибких пластиковых прозрачных электродов, которые способны существенно улучшить рабочие параметры устройств. При этом использование полимерных электролитов позволит изготавливать солнечные элементы с большой площадью рабочей поверхности, что существенно сократит технологические затраты и расширит возможность коммерческого выпуска *DSSCs*.

Ряд исследовательских групп занимались разработкой и оптимизацией оксидных солнечных элементов (*DSSC*) собранных на основе гелиевых, твердо-пористых, квазитвердых и полимерных электролитов. Были достигнуты весьма обнадёживающие результаты в экспериментах с использованием полимерного электролита, основу которого составляли высокомолекулярное полимерное соединение поли-(этиленоксид-эпихлоргидрин), NaI и I_2. Ниже приведён процесс создания отдельных оксидные солнечные элементы с эффективностью преобразования порядка 2,6 % под световым облучением в 10мВт/см^2 при площади рабочей поверхности в 1,0 см^2, и сборки модуля с использованием солнечных элементов с площадью рабочей поверхности 4,5 см^2 (КПД ~ 1 %) на базе пластичного полимерного электролита [1–5].

Конструирование солнечных ячеек с полимерным электролитом

В качестве сенсибилизатора был выбран синтетический краситель цис-[*Ru* (2,2-бипиридил-4,4-дикарбоновая кислота)$_2$-(NCS)$_2$], известный под наименованием *N3* (хим. формула $C_{26}H_{20}O_{10}N_6S_2Ru$), приобретённый у фирмы *«Solaronix»*. Стандартный раствор сенсибилизатора *N3* был подготовлен путём растворения 20 мг концентрированного комплекса в 50 мг этанола. Коллоидная суспензия в виде раствора TiO_2 концентрацией 0,45 г/мл разбавлялась добавлением 33 % (в весовом отношении) полиэтиленгликоля относительно массы оксида титана. Электролит готовился из NaI и I_2, путём их растворения в поли-(этиленоксид-эпихлоргидрин)е с содержанием сомономеров гамма-бутиролактона в качестве пластификатора в молярном отношении 87:13.

Коллоидный раствор TiO_2 был нанесен на стеклянную подложку с проводящим *FTO* - слоем. Тонкий слой раствора TiO_2 был подвергнут пиролизу при 450 °C в течение 30 минут. Полученная пленка имела приблизительно 6-нм толщину. Электроды со сформированной TiO_2 пленкой были погружены в этаноловый раствор сенсибилизатора (1,5 10^{-4}моль/л) на 20 часов при комнатной температуре. По истечении этого времени, электроды были вымыты этиловым спиртом и высушены на воздухе. Электролит на электроды наносился следующим образом: растворялся в ацетоне, затем этот раствор распылялся равномерно на сенсибилизированную красителем пленку TiO_2, и в итоге вся подложка нагревалась с помощью плитки до 50 °C. Платиновый слой для противоположного электрода формировался экстракционным методом. Экстракт приготавливался, растворением в 2-пропаноле $H_2Pt^{IV}Cl_6{\times}H_2O$ до концентрации $5{\times}10^{-3}$ молей/л, затем наносился распылением нескольких капель на стекло с проводящим *FTO*-слоем, и нагревался до 300 °C в течение 20 минут в присутствии воздуха. Обратный электрод со сформированным *Pt*-слоем крепился прессованием к поверхности нанесённой полимерной пленки электролита. После сборки солнечные элементы были герметизированы с помощью обычного недорогого эпоксидного клея. [1]

Сборка солнечного модуля

Солнечный модуль (рис. 2) был собран путем соединения и закрепления в несущую панель 13 солнечных ячеек с площадью рабочей поверхности 4,5 см^2, сконструированных по методике, описанной выше, таким образом, рабочая поверхность всего модуля составляет 58,5 см^2 при площадь корпуса – 112 см^2. Общая средняя вырабатываемая мощность панели в течение дня с 6:00 до 19:00 (без учета потерь энергии на омических контактах и 30%-ого отражения излучения от рабочей поверхности) составляла примерно 183 мВт. Ячейки в панели модуля располагались в четыре ряда, по четыре солнечных элемента в каждом ряду. На рис. 2 представлена фотография модуля расположенного в 40 см от люминесцентной лампы мощностью 50 Вт, которая излучает очень рассеянный свет (интенсивность излучения < 10 Вт/м^2). При этом модуль вырабатывает U_{oc} = 7,8 В. Под прямым солнечным излучением тот же самый модуль демонстрировал $I_{кз}$ = 8,5 мА и U_{oc} = 10,6 В при интенсивности 800 Вт/м^2, и $I_{кз}$ = 2,5 мА и U_{oc} = 9,3 В при 100 Вт/м^2.

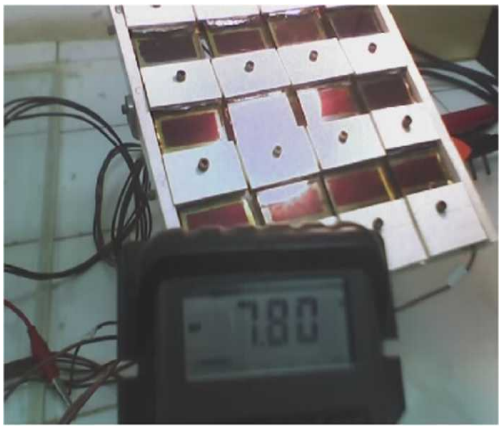


Рис. 2. Модуль с 13 солнечными ячейками под облучением
50-ваттной люминесцентной лампы (U_{oc} = 7,8 В)

Результаты

Потенциальная эффективность оксидных солнечных элементов была рассчитана, без учёта отражения падающего излучения от рабочей поверхности и резистивных потерь на омических контактах (приблизительно 30 %) по следующим экспериментальным значениям, полученным при измерении фотоэлектрохимических характеристик изготовленных ячеек с площадью рабочей поверхности 4,5 см^2: ток короткого замыкания (I_{sc}), составил 18±2 мА, выходное напряжение холостого хода (U_{oc}) – 0,66±0,02 В, максимальной мощности (P) – 3,5±0,5 мВт, и КПД – 0,9±0,1 %. Если рассматривать общую площадь каждой ячейки (~7 см^2), то средний КПД составит 0,6 % при интенсивности излучении в 1000 Вт/см^2. Очевидно, что активная площадь каждого устройства составляет ~65 %. Это значение сопоставимо со значениями, представленными в других работах (обычно ~60 %) [6–9]. Рассматривая большую площадь, образованную ячейками и природой твердого электролита, эффективность, достигнутую в наших исследованиях, можно считать очень многообещающим результатом.

КПД модуля был рассчитан исходя из значений ВАХ, полученных при облучении модуля солнечным излучением интенсивностью 1000 Вт/см^2. Значения КПД составили 0,5 % с учетом только площади рабочей поверхности (58,5 см^2) и 0,3 %, если в расчётах учитывать общую площадь модуля равную 112 см^2.

Вывод

Очевидно, что возможность создания весьма эффективных оксидных солнечных элементов (*DSSCs*) и целых модулей, на базе полимерных электролитов является вполне реализуемой. Тому подтверждением служат обнадёживающие характеристики сконструированного модуля, хотя его стабильность всё еще не достаточна для внедрения устройства в промышленный выпуск.

Список литературы

1. A.F. Nogueira, M.-A. De Paoli, A dye sensitized TiO_2 photovoltaic cell constructed with an elastomeric electrolyte, Sol. Energy Mater. Sol. Cells 61 (2000) 135.

2. A.F. Nogueira, J.R. Durrant, M.-A. De Paoli, Dye-sensitized nanocrystalline solar cells employing a polymer electrolyte, Adv. Mater. 13 (2001) 826.

3. C. Longo, A.F. Nogueira, M.-A. De Paoli, H. Cachet, Solid-state and flexible dyesensitized TiO_2 solar cells: a study by electrochemical impedance spectroscopy, J. Phys. Chem. B 106 (2002) 5925.

4. C. Longo, M.-A. De Paoli, Dye-sensitized solar cells: a successful combination of materials, J. Braz. Chem. Soc. 14 (2003) 889.

5. A.F. Nogueira, C. Longo, M.-A. De Paoli, Polymers in dye-sensitized solar cells: overview and perspectives, Coord. Chem. Rev. 248 (13–14) p. 1455–1498.

6. S. Dai, K.Wang, J.Weng, Y. Sui, Y. Huang, S. Xiao, S. Chen, L. Hu, F. Kong, X. Pan, C. Shi, L. Guo, Design of DSC panel with efficiency more than 6%, Sol. Energy Mater. Sol. Cells 85 (2005) 447.

7. M. Biancardo, K.West, F.C. Krebs, Optimizations of large area quasi-solid-state dye-sensitized solar cells, Sol. Energy Mater. Sol. Cells 90 (2006) 2575.

8. S. Dai, J.Weng, Y. Sui, C. Shi, Y. huang, S. Chen, X. Pan, X. Fang, L. Hu, F. Kong, K. Wang, Dye-sensitized solar cells from cell to module, Sol. Energy Mater. Sol. Cells 84 (2004) 125.

9. W.J. Lee, E. Ramasamy, D.Y. Lee, J.S. Song, Dye-sensitized solar cells: scale up and current–voltage characterization, Sol. Energy Mater. Sol. Cells 91 (2007) 1676.

10. Giuseppe Calogero, Gaetano Di Marco, Red Sicilian orange and purple eggplant fruits as natural sensitizers for dye-sensitized solar cells, Sol. Energy Mater. Sol. Cells 92 (2008) 1341–1346.

11. Elias Stathatos, Yongjun Chen, Dionysios D. Dionysiou, Quasi-solid-state dye-sensitized solar cells employing nanocrystalline TiO_2 films made at low temperature, Sol. Energy Mater. Sol. Cells 92 (2008) 1358– 1365.

СТОХАСТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ХАРАКТЕРИСТИК НАДЕЖНОСТИ РЭС В МАТЕМАТИЧЕСКОЙ СВЯЗИ С КРИТЕРИЕМ ПОТЕНЦИАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ С УЧЕТОМ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ УСТОЙЧИВОСТИ

Е. В. Бакунова, М. И. Лазарева, Л. М. Фомич (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: IRE_KGTU_BAKI@mail.ru

Важным показателем функциональной работы радиоэлектронных средств (РЭС) является критерий потенциальной эффективности. Он не имеет вероятностно-математической связи с количественными характеристиками надежности. Поэтому разработка методики, обеспечивающей указанную связь, является достаточно актуальной задачей.

Для современных радиоэлектронных средств и условий их эксплуатации уже недостаточно только одних характеристик надежности. При этом рассчитанные величины количественных характеристик надежности для одного и того же варианта РЭС существенно отличаются друг от друга. Это объясняется тем, что: интенсивности отказов радиоэлектронных элементов в различных источниках отличаются друг от друга не менее чем на порядок; для современной радиоэлектронной элементной базы интенсивности отказов отсутствуют вообще; представленные интенсивности отказов в открытых источниках соответствуют радиоэлектронным элементам, изготовленным из старых радиоматериалов; различные коэффициенты, используемые в расчетах надежности для уточнения режимов работы РЭС и условий их эксплуатации, потеряли свою объективность из-за большого срока их принятия.

Учитывая сказанное, количественные характеристики надежности РЭС предлагается рассчитывать из достигнутого уровня потенциальной эффективности (ПЭ) на этапе их разработки. Авторами разработана методика оценки потенциальной эффективности в системе автоматизированного проектирования (САПР). В данной же работе рассматривается только стохастическая связь указанной эффективности с основными характеристиками надежности РЭС. Характерно, что процесс разработки РЭС подчиняется закону нормального распределения [1], который используется для решения данной задачи.

Заметим, что достигнутый уровень ПЭ находится в пределах К = (0,692÷1). При этом вероятностные модели надежности формируются на всем диапазоне изменения ПЭ, что достоверно отражает изменения количественных характеристик надежности в зависи-

мости от достигнутой величины критерия ПЭ на всех этапах и стадиях жизненного цикла разработки РЭС.

Используя, математическое моделирование в вероятностные модели надежности РЭС вводятся: критерий ПЭ, коэффициент изменчивости технологических процессов. Этот коэффициент учитывает технический уровень производственных процессов соответствующих предприятий:

$$\hbar = \frac{\sigma_k}{K_0}, \tag{1}$$

где K_0 – среднее значение критерия ПЭ; $\sigma_к$ – среднеквадратичное отклонение критерия ПЭ.

Для современных глубокоемких технологических процессов величина (1) находится в пределах ħ = (0,05÷0,18). Математическое моделирование закона нормального распределения для десяти квантов имеем $\sigma_к$ =0,0513.

Тогда вероятность достигнутого уровня ПЭ равна:

$$P_к = 0{,}5 \pm \Phi\left(\frac{K_d - K_0}{\sigma_k}\right), \tag{2}$$

где K_d – допустимое значение критерия ПЭ.

С учетом технологической изменчивости выражение (2) имеет вид:

$$P_к = 0{,}5 \pm \Phi\left[\frac{1}{\hbar}\left(\frac{K}{K_0} - 1\right)\right], \tag{3}$$

где K – достигнутая величина критерия ПЭ.

Плотность вероятности критерия ПЭ определяется так:

$$f_k = \frac{1}{\sqrt{2\pi} * \sigma_k} exp\left[-\frac{(K_d - K_0)^2}{2\sigma_k^2}\right], \tag{4}$$

с учетом технологической изменчивости имеем

$$f_k = \frac{1}{\sqrt{2\pi} * K_0 * \hbar} exp\left[-\frac{1}{2\hbar^2}\left(\frac{K}{K_0} - 1\right)^2\right]. \tag{5}$$

В практике целесообразно использовать нормированную функцию (5)

$$f_k = \frac{1}{\sqrt{2\pi} * K_0} exp\left[-\frac{1}{2\hbar^2}\left(\frac{K}{K} - 1\right)^2\right]. \tag{6}$$

Для опасности отказов критерия ПЭ можно записать

$$\wedge k = -\frac{dp_k}{dt} * \frac{1}{p_k} = \frac{dq_k}{dt} * \frac{1}{p_k}, \tag{7}$$

где q_k – вероятность отказов по критерию ПЭ; t – текущее время.

С учетом технологической изменчивости опасность отказов равна

$$\wedge\ k = \frac{\nu * \hbar}{\sqrt{2\pi} * K_0} exp\left[-\frac{1}{2\hbar^2}\left(\frac{K}{K_0} - 1\right)^2\right], \tag{8}$$

где ν – количественный коэффициент, зависящий от принятого текущего времени.

Далее вводится соотношение нормированного времени:

$$\tilde{l}_k = T_0 \frac{K_0}{|K - K_0|}, \quad (9)$$

где T_0 – среднее время безотказной работы.

Учитывая, что опасность отказов, соответствующая достигнутому уровню ПЭ, отражает интенсивность отказов при эксплуатации РЭС, имеем

$$\tilde{l}_k = \frac{1}{2{,}1459 * \hbar * \Lambda_k * \sqrt{\bar{1},\ 6009 - lgf_k}}, \quad (10)$$

Нетрудно показать вероятностную модель связи реального времени с нормированным временем:

$$t = -\frac{1}{0{,}4343} \text{k} lgp_k * \tilde{l}_k, \quad (11)$$

где t – количественный коэффициент.

Очевидно, что каждый квант величины $\tilde{l}_k$ будет отражать соответствующее реальное время.

На основе полученных моделей были построены графические зависимости указанных выше характеристик от критерия ПЭ при разных величинах коэффициентов изменчивости.

Построенные вероятностные модели дают полную информацию о надежности разрабатываемой РЭ системы в зависимости от достигнутого уровня ПЭ. Это позволяет принимать достаточно объективные решения о дальнейшем повышении ПЭ на каждом этапе разработки РЭ систем, что связано с дополнительными затратами.

Для решения данной задачи разработан алгоритм на языке высокого уровня. Он поверялся на ряде конкретных разрабатываемых устройствах с получением достаточно объективных результатов.

Список литературы

1. Кофанов, Ю. Н. Теоретические основы конструирования, технологии и надежности РЭС : учеб. для вузов / Ю. Н. Кофанов. – М. : Радио и связь, 1991. – 360 с.

РАЗРАБОТКА АППАРАТНЫХ СРЕДСТВ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ИНЕРЦИАЛЬНЫХ МИКРОМЕХАНИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ

А. В. Гошев, А. Ю. Мосягин, А. А. Левицкий (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: agoshev@yandex.ru

В работе представлены классификация, конструктивные варианты и проведен сравнительный анализ технических характеристик инерционных микромеханических датчиков различных производителей. Определены основные требования к аппаратным средствам для исследования микромеханических датчиков. Предложены варианты реализации данных устройств.

Инерциальные микромеханические датчики – микроакселерометры и микрогироскопы – находят все более широкое применение в изделиях как массового применения, например, в автомобильной электронике, видео- и фотокамерах, сотовых телефонах, так и

в специальной технике – автономных наземных и летательных аппаратах, высокоточных системах вооружения и даже космических аппаратах.

На сегодняшний день существует большое число фирм, производящих такие датчики. Выбор в пользу применения того или иного датчика зачастую затруднен как из-за различной степени полноты представления производителями характеристик датчиков, так и из-за некоторых различий используемых для их определения методик измерений (испытаний). В связи с этим представляется актуальным решение задачи проведения сравнительных исследований микромеханических инерциальных датчиков.

Целью данной работы является разработка аппаратных средств и методик, обеспечивающих сравнительное исследование характеристик инерциальных микромеханических датчиков.

Для достижения указанной цели предполагается решить ряд задач. Первая задача включает сбор, систематизацию и анализ данных, как по самим микромеханическим датчикам, так и по аппаратным средствам, позволяющим исследовать их характеристики.

Второй задачей является определение требований к комплекту приборов и оборудования, с помощью которых будет производиться исследование. На этом этапе предполагается разработка оригинальных устройств, не имеющих аналогов на рынке серийно выпускаемой продукции по совокупности ценовых и технических характеристик.

И, наконец, третьей задачей будет являться непосредственно отработка самих методик исследования, которые планируется построить на основании решения двух выше описанных задач.

Системы классификации инерциальных микромеханических датчиков могут быть разнообразны [1]. Для того, чтобы отнести датчик к какой-либо группе необходимо знать, какие величины он может измерять, его характеристики, на каком физическом принципе он реализован, какой механизм преобразований он применяет, из какого материала изготовлен, какова область его применения. На рис. 1 представлена классификация инерциальных микромеханических датчиков, основанная на физических принципах их реализации.



Рис. 1. Классификация инерциальных микромеханических датчиков

Все эти датчики отличаются между собой по техническим характеристикам. Это вызвано не только различием используемых в них физических эффектов и конструктивными особенностями, но и тем, что фирмы, производящие инерциальные микромеханические датчики, используют различные технологии в процессе их производства.

В табл. 1 приведены технические характеристики различных фирм-производителей микроакселерометров.

Таблица 1

Сравнительные технические характеристики микроакселерометров

Тип микроакселерометра	Наименование фирмы	Модель	Количество осей	Диапазон ускорений, *g*	Чувствительность, мВ/*g*	Частота, кГц	Напряжение питания, В	Потребляемый ток, мА	Диапазон рабочих температур, °С	Габаритные размеры, мм
Емкостные микроакселерометры	Analog Devices	ADXL103	1	± 1,7	1000	0..2,5	5	0,7	–40…125	5×5×2
		ADXL278	2	± 35 ± 50 ± 70	55 38 27	0...0,4	4,75…5,25	2,2	–40…105	5×5×2
	Freescale Semiconductor	MMA3201D	2	± 40	50	0…0,4	5	8	–40…125	12,7×7,4×3,3
		MMA6260Q	2	± 1,5	800	0,05	3,3	1,2	–20…85	6×6×2
	Bosch	SMB05x	1	± 35 ± 50	55 38,5	0,4	5	6 мА	–40…85	–
		SMB06x	2					12 мА		–
		SMB360	3	± 2 ± 10	–	0,050	2,3…3,0 2,4…2,6	600 мкА	–40…80	6×6×1,45
Пьезоэлектрические микроакселерометры	Measurement Specialties	3022	1	2…200	0,4…10	0…2,7	–	–	–40…125	–
		EGCS3	3	5…5000	0,04…40	0…4	–	–	–40…120	25×21×25
		61	1	50…2000	0,08…3	0…4	–	–	–23…85	17,8×22×19

На основании этих данных можно сделать вывод, что по миниатюрности, по способности измерять *DC*-ускорения и ряду других характеристики во многих случаях более предпочтительными оказываются емкостные микроакселерометры. Однако необходимо обратить внимание, что даже прецизионные емкостные устройства, хотя и обеспечивают высокую линейность, в итоге могут иметь меньшую точность, чем прецизионные пьезоэлектрические датчики. В то же время технологии пьезоэлектрических датчиков хуже совмещаются с традиционными полупроводниковыми технологиями, тогда как технологии микромеханики позволяют уменьшать стоимость датчиков за счет снижения характеристик.

В табл. 2 указаны основные технические характеристики разных типов микрогироскопов. Балочные пьезоэлектрические микрогироскопы производят компании ЭЛПА (Россия), Murata и Epson (Япония); микрогироскопы-камертоны – Honeywell (США); мироги-

роскоп с кольцом-вибратором – Silicon Sensing (США); вращательные вибрационные микрогироскопы – Analog Devices (США).

На основе данных, приведенных в табл. 2, можно построить диаграмму (рис. 2), позволяющую сравнить их по коэффициенту преобразования и максимальной угловой скорости. Также можно сделать вывод, что возможная область применения микрогироскопов определяется как используемым в нем физическим механизмом, так и конструктивно-технологическими особенностями.

Таблица 2

Сравнительные технические характеристики микрогироскопов

Параметр	Балочные микрогироскопы	Микрогироскопы-камертоны	Микрогироскоп с кольцом-вибратором	Вращательные вибрационные микрогироскопы
Максимальная угловая скорость град/с	± (300…800)	± (75…300)	± (100... 573)	150…300
Коэффициент преобразования, мВ/°/с	0,67…13.2	6,7…26,7	3,49…20	5,0…12,5
Температурный коэффициент, %	5…20	–	3…5	–
Нелинейность, %	5	0,20	0,5…1	0,1
Дрейф нуля, не более, °/с	0,5…1,5	2,0…8,0	0,5…0,55	–
Ширина полосы, Гц	50…200	–	10…50	40
Уровень шумов (среднеквадаритческий)	≈ 20 мВ	0,10…0,20 °/с	4…15 мВ	0,05…0,1 °/с
Чувствительность к линейным ускорениям, °/с/g	–	< (0,05…0,1)	0,025…0,1	≈ 0,2
Диапазон рабочих температур, °С	–80… +85	–40…+125	–40…+100	–40…+85
Напряжение питания (постоянное), В	± 11	5 ± 0,25	5 ± 0,25	5 ± 0,25
Потребляемый ток, не более, мА	1,7…15	≈ 35	≈ 35	≈ 6

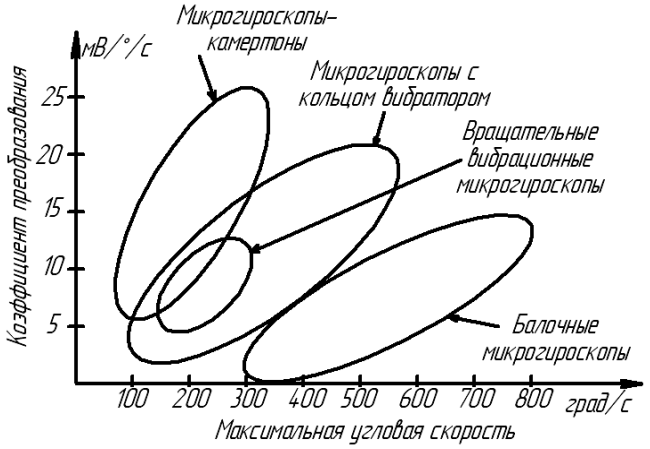


Рис. 2. Сравнение характеристик различных типов микрогироскопов

Для исследования характеристик инерциальных микромеханических датчиков необходимы устройства, способные воспроизводить механические колебания – вибростенды (ударные стенды). На сегодняшний день существует множество фирм, производящих такое оборудование. Одними из наиболее известных являются компании «TIRA» и «Брюль и Къер». Вибростенды этих фирм изготовлены с использованием постоянных магнитов, а также имеют широкий круг применения, от вибростендов для испытаний изделий на прочность, до вибростендов предназначенных для измерения характеристик различных

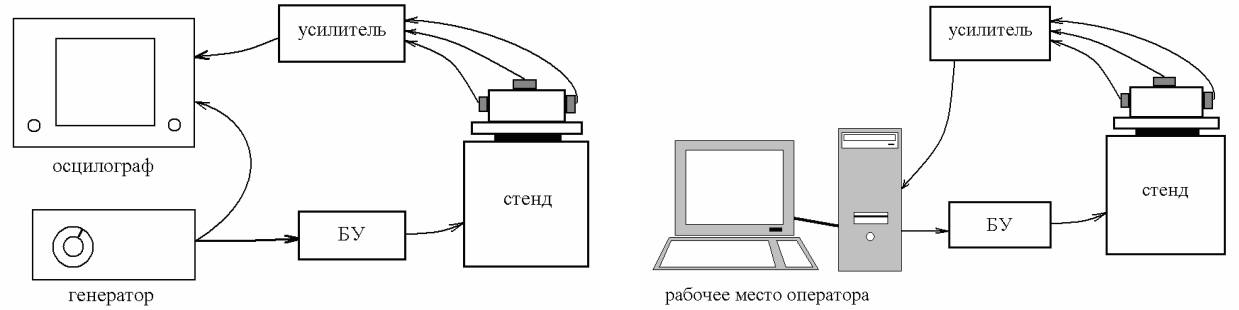
датчиков и вибропреобразователей. Но все это оборудование, несмотря на приемлемые для исследования микродатчиков технические характеристики, выпускается в малых количествах и является дорогостоящим.

В данной работе предполагается использовать для проведения исследований инерциальных микродатчиков оригинальных лабораторных установок, имеющих небольшие габаритные размеры и вес, и обеспечивающие измерение характеристик датчиков в широком диапазон нагрузок.

В настоящее время прорабатывается ряд вариантов установки на основе вибрационного (ударного) стенда. В одном из них источником исходного сигнала служит генератор, а устройством отображения информации – двухканальный осциллограф (рис. 3, *а*). Сигнал с исследуемых датчиков подается на один из входов осциллографа и сравнивается с исходным сигналом генератора, подаваемым на второй вход осциллографа.

Во втором случае установка для испытания инерциальных микромеханических датчиков может быть построена на базе персонального компьютера (ПК) (рис. 2, *б*). При этом связь компьютера с вибростендом осуществляется через блок управления (БУ). Исследуемые датчики устанавливаются на вибростенд. Вырабатываемые датчиками в ходе испытаний электрические сигналы усиливаются усилителем сигналов, передаются на ПК и после обработки выводятся на дисплей.

Реализация второго варианта установки требует решения дополнительного ряда задач, связанных с сопряжением компьютера и разработкой или адаптацией соответствующего программного обеспечения. Вместе с тем, применение ПК позволяет автоматизировать процесс измерения характеристик и обеспечить их обработку.



а *б*

Рис. 3. Структурная схема

Установка для исследования микрогироскопов имеет аналогичную схему. Основным отличием ее от показанной выше структуры является использование поворотного стенда в качестве источника воздействия на датчик.

Таким образом, на основе представленных выше результатов анализа современного состояния дел в области создания микромеханических датчиков и аппаратных средств для их исследования были предложены возможные пути решения задачи по определению требований к комплекту приборов и оборудования, с помощью которых будут в дальнейшем проводиться экспериментальные исследования.

Список литературы

1. Фрайден, Дж. Современные датчики : справ. / Дж. Фрайден. – М. : Техносфера, 2006. – 592 с.

2. Шахнович, И. МЭМС-гироскопы. Единство выбора / И. Шахнович // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – № 1.– 2007. – С. 76–85.

АЛГОРИТМ РАЗДЕЛЕНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ НА КЛАССЫ КАЧЕСТВА ДЛЯ ПОКРЫТИЙ ПАРАМЕТРОВ ТЕХНИЧЕСКОГО ЗАДАНИЯ

М. И. Лазарева, Е. В. Бакунова, Л. М. Фомич (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: maria-ire-kgtu@mail.ru

Для покрытия параметров технического задания (ТЗ) РЭС при их разработке необходимо выделять электронные компоненты (ЭК) высокого качества. Их выделение должно основываться на множестве высокоинформативных параметров, которыми они характеризуются. Это устраняет погрешности в решении основной задачи.

Высокая потенциальная эффективность (ПЭ) радиоэлектронных средств на этапе их разработки достигается использованием новейших технологий, применением совершенной электронной базы (ЭББ) в единой системе комплексного управления качеством РЭС. Из множества серий ЭК одного функционального назначения необходимо использовать такие, которые имеют высокий уровень качества. Поэтому возникает задача выделения высококачественных активных ЭК, необходимых для покрытия параметров ТЗ, при разработке РЭС на основе множества параметров, которыми они характеризуются. Однако некоторые из параметров ЭК являются малоинформативными, что приводит к появлению ошибок в решаемой задаче, поэтому возникает частная задача – выделение наиболее информативных параметров ЭК, на основе которых будут выделяться высококачественные ЭК.

Авторами разработан метод, устраняющий практически все недостатки известных методов. Он основывается на потери информации всего множества параметров при отсеивании малоинформативных параметров.

Используя справочные данные и результаты статистического моделирования на ПВЭМ, строят матрицу множества значений множества параметров ЭК, которыми они характеризуются.

$$[X] = [X_{iq}], \tag{1}$$

где X_{iq} – значение *i*-го параметра; *q* – реализация в натуральном виде. В матрицу (1) включают параметры, имеющие различные значения по всем реализациям. Множество параметров разделяются на группы. К первой группе относятся параметры с нижними допустимыми пределами. Ко второй группе относятся с верхними допустимыми пределами.

ЭК имеют различные единицы измерения, что делает их несопоставимыми в дальнейших расчетах. Поэтому они приводятся к безразмерному виду соответственно по группам параметров

$$x_{iq} = \frac{X_{iq}}{X_{ia}} \quad ; x_{iq} = \frac{X_{ia}}{X_{iq}}, \tag{2}$$

где X_{iq} – значение *i*-го параметра; *q* – реализация в безразмерном виде; X_{ia} – базовое значение параметра в натуральном виде. В результате получаем матрицу значений параметров в безразмерном виде

$$[x] = [x_{iq}]. \tag{3}$$

Далее множества параметров ЭК разбиваются на подмножества. Из множества параметров поочередно исключается каждый из них. Исключая первый – получаем первое подмножество параметров. Исключая второй, а первый вводя в подмножество, получаем второе подмножество параметров и т. д. В результате имеем

$$x_1 = (x_i | i = \overline{2,n}), \quad x_n = (x_i | i = \overline{1,n-1}). \tag{4}$$

Очевидно, что подмножеств параметров будет столько, сколько их во множестве.

Затем, используя матрицу (3), соответственно определяются среднее значение каждого параметра и среднее значение всего множества параметров:

$$\overline{x_i} = \frac{1}{N}\sum_{q-1}^{N} x_{iq} \; ; \quad \bar{x} = \frac{1}{n}\sum_{i-1}^{n} x_i \, , \tag{5}$$

где N – число реализаций матрицы, n-количество параметров множества.

Далее для всего множества параметров и каждого его подмножества соответственно определяются пороговое значение, остаточная дисперсия и информативность.

$$\Delta x = \frac{1}{nC_N^2}\sum_{i=1}^{n}\sum_{q=1}^{N-1}\left[(N-q)x_{iq} - qx_{i(q+1)}\right], \tag{6}$$

$$S_0^2 = \frac{1}{n(N-1)}\left[\sum_{i=1}^{n}\sum_{q=1}^{n}(x_{iq-}\bar{x})^2 - \sum_{i=1}^{n} N_i\,(\overline{x_i} - \overline{x})^2\right], \tag{7}$$

$$t = \frac{\Delta x}{\sqrt{\frac{2S_0^2}{N}}} \, . \tag{8}$$

Из выражения (8) очевидно, что подмножество параметров с наибольшей величиной (8) является наиболее информативным. Оно проверяется на значимость по выражению

$$1{,}1513 \lg\frac{S_{0(i)}^2}{S_0^2} \le F, \tag{9}$$

где $S_{0(i)}^2$ – остаточная дисперсия подмножеств без i-го; S_0^2 – остаточная дисперсия всего множества параметров; F – табличное значение критерия. Оно берется при соответствующей вероятности и следующем числе свободы:

$$V_1 = (n-1)(N-1), V_2 = n(N-1). \tag{10}$$

При выполнении условия (9) с соответствующей вероятностью считается, что подмножество параметров наиболее информативно. Параметр, исключенный из него, считается малоинформативным. Для оставшихся параметров вновь используется разработанный метод. Это продолжается до тех пор, пока выполняется условие (9).

Из соображений исследования нетрудно проследить закономерность изменений следующих зависимостей от числа этапов алгоритма:

$$\Delta x_i = F(\theta), \qquad S_{0(i)}^2 = F(\theta), \qquad t_i = F(\theta),$$

где θ – номера этапов решения задачи.

В результате получаем подмножество наиболее информативных параметров ЭК . Разработанный метод выведен из рамок теоретических исследований и представлен виде инженерного подхода. Для него разработано программное обеспечение на язык высокого уровня Метод прошел апробацию на конкретно разрабатываемых устройствах и показал достаточно высокий уровень объективности.

Список литературы

1. Кофанов, Ю. Н. Теория основы конструирования, технология надежности РЭС : учеб. для вузов / Ю. Н. Кофанов. – М. : Радио и связь; 1991. – 360 с.

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ВРЕМЕНИ ЖИЗНИ НЕРАВНОВЕСНЫХ НОСИТЕЛЕЙ ЗАРЯДА В КРЕМНИИ БЕСКОНТАКТНЫМ СВЧ МЕТОДОМ

В. Н. Мартыновский, В. М. Владимиров, В.Н. Шепов (научные руководители)

Красноярский научный центр СО РАН
660036, Красноярск, Академгородок 50
E-mail: vlad@ksc.krasn.ru

Описан новый прибор, предназначенный для автоматизированного измерения времени жизни неравновесных носителей заряда в кремнии бесконтактным СВЧ методом. Приведены конструкционные особенности прибора и результаты измерений образцов монокристаллического кремния.

I. Введение

Как известно, бесконтактный СВЧ метод является неразрушающим и применяется для контроля параметров полупроводников. В частности, данный метод применяется для измерения удельного сопротивления и времени жизни неравновесных носителей заряда в полупроводниках.

С развитием современных технологий получения моно-, поли- и мультикремния возникла необходимость в автоматизации бесконтактного СВЧ метода и применении современной элементной базы, позволяющей значительно уменьшить размеры измерительных приборов и повысить точность измерений.

Целью настоящей работы является разработка автоматизированного измерителя времени жизни неравновесных носителей заряда в кремнии.

II. Конструкция прибора

На рис. 1 приведена конструкция разработанного измерителя времени жизни неравновесных носителей заряда в кремнии.

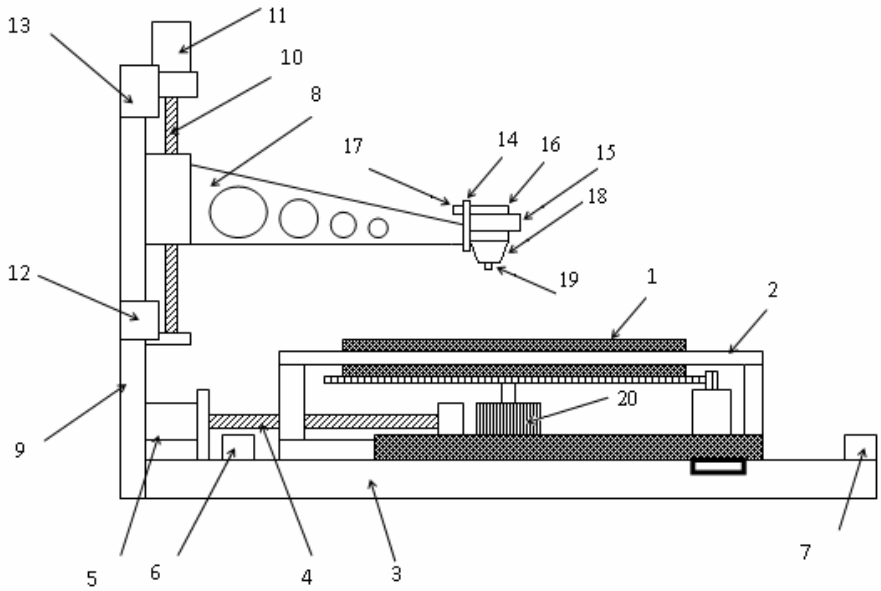


Рис. 1. Конструкция прибора

Вращающийся круглый столик (1) установлен в центре подвижной прямоугольной плиты (2), которая перемещается по направляющим основания (3) с помощью электро-

привода (4) на шаговом двигателе (5). Датчики крайних положений (6) и (7) фиксируют крайние положения подвижной плиты (2). С помощью датчика углового перемещения (20) осуществляется контроль вращения столика (1). Точное определение координат положения плиты (2) осуществляется после соответствующей калибровки. Вдоль оси симметрии плиты (2) над столиком расположен кронштейн (8). Он перемещается по установленной на основании (3) вертикальной направляющей (9) с помощью электропривода (10), установленного на шаговом двигателе (11).

На направляющей (9) имеются датчики нижнего (12) и верхнего (13) положений кронштейна (8). На свободном конце кронштейна установлена вертикальная направляющая (14), по которой перемещается держатель измерительного датчика (15). Измерительный датчик (16) вставляется в держатель и фиксируется сбоку винтом. На направляющей (14) установлен оптрон (17), который фиксирует установку измерительного датчика (15) на горизонтальную поверхность. В измерительном датчике расположен лазерный диод (18) и СВЧ резонатор (19).

III. Принцип работы прибора

На рис. 2 приведена структурная схема прибора, штриховой линией показан состав СВЧ модуля, построенного по принципу цифровой фазовой автоподстройки частоты (ЦФАПЧ) генератора, управляемого напряжением (ГУН).

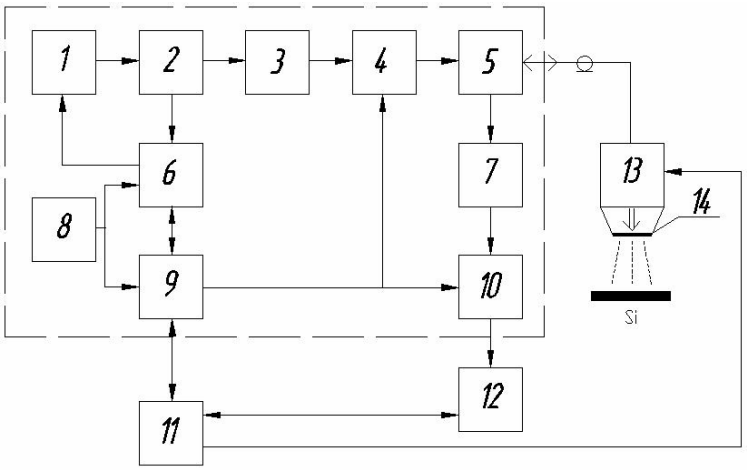


Рис. 2. Структурная схема прибора

Прибор работает следующим образом. Команда управляющей программы с компьютера (11) через USB порт поступает на программируемую логическую интегральную схему (ПЛИС) (9). ПЛИС управляет работой схемы синхронизации кольца ЦФАПЧ (6), цифрового аттенюатора (4) и усилителя (10).

ГУН (1) формирует СВЧ сигнал в диапазоне от 4800 до 5300 МГц (Fc). СВЧ сигнал с ГУНа поступает на делитель мощности (2), с которого часть сигнала поступает на двухкаскадный усилитель СВЧ (3), а часть на цифровой синтезатор частоты (6). На другой вход синтезатора поступает сигнал с частотой 100 МГц с опорного генератора (8).

Частота сравнения Fc/N и $Fоп/n$ составляет 100 кГц. Деление частот осуществляется встроенными делителями частоты. При этом N – переменный (управляемый) коэффициент деления, а n – постоянный.

На выходе частотно-фазового детектора (ЧФД), входящего в состав цифрового синтезатора частоты, формируется сигнал управления, зависящий от разности фаз сравниваемых сигналов Fc/N и $Fоп/n$. Напряжение с выхода ЧФД поступает через усилитель по-

стоянного тока и фильтр нижних частот на вход управления ГУНа и стабилизирует заданную частоту.

С выхода усилителя (3) СВЧ сигнал поступает на цифровой аттенюатор (4), имеющей диапазон регулировки уровня СВЧ мощности от 0 до 31,5 дБ с шагом 0,5 дБ. С цифрового аттенюатора СВЧ сигнал поступает на циркулятор и далее на СВЧ резонатор (14), нагруженный на измеряемый образец полупроводника. СВЧ резонатор выполнен в виде цилиндрического диэлектрического резонатора (ДР) и работает в режиме «на отражение». Резонатор закреплен в отдельном корпусе и имеет сквозное отверстие. Сквозь отверстие проходит излучение лазерного диода (13), который закреплен с другой стороны СВЧ резонатора.

Отраженный от полупроводника СВЧ сигнал через циркулятор (5) поступает на детектор (7). В качестве детектора применен датчик мощности, имеющий динамический диапазон ~ 45 дБ. Далее низкочастотный сигнал поступает на усилитель с управляемым коэффициентом усиления (10). С помощью последовательного кода, поступающего с ПЛИС, коэффициент усиления может изменяться от 1 до 20, что обеспечивает усиление информационного сигнала до уровня, необходимого для работы аналого-цифрового преобразователя (АЦП) (12). В качестве АЦП применено устройство с частотой дискретизации 100 МГц и объемом буфера памяти 1024 кСлов.

IV. Результаты эксперимента

На верхней части рис. 3 показана частотная зависимость коэффициента отражения СВЧ мощности от ДР, нагруженного на пластину монокристаллического кремния с удельным сопротивлением 2 Ом×см. Слева приведены задаваемые параметры СВЧ модуля: диапазон и шаг частотной развертки, коэффициент усиления СВЧ мощности (применяется при измерении низкоомных полупроводников), коэффициент ослабления СВЧ мощности (применяется при измерении высокоомных полупроводников). При измерении в ручном режиме диапазон частот возможно произвольно изменять (в пределах 4800–5300 МГц) для более детального просмотра резонансной линии. Шаг перестройки частоты дискретный, минимальное значение 0,1 МГц.

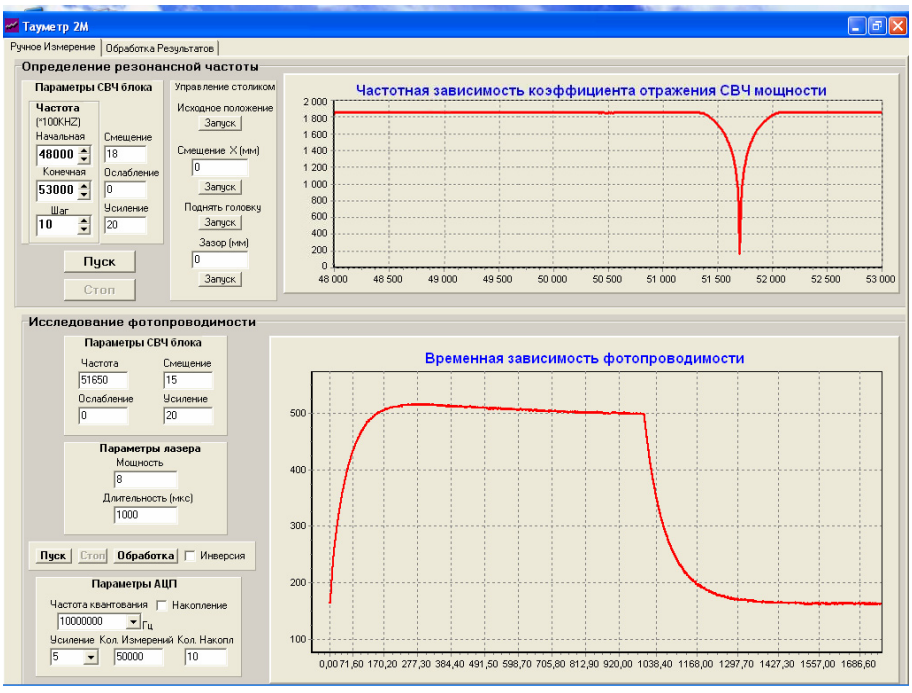


Рис. 3. Окно управляющей программы

На нижней части рис. 3 приведена временная зависимость фотопроводимости данной пластины при воздействии на нее одиночного импульса лазерного излучения с длиной волны 1,06 мкм, мощностью 150 мВт и длительностью 1000 мкс. Слева приведены задаваемые параметры: частота, на которой проводится измерение время жизни неравновесных носителей заряда, усиление или ослабление сигнала после детектора (применяется в ручном режиме), мощность и длительность лазерного излучения, параметры АЦП. Для повышения точности измерений время жизни неравновесных носителей заряда на низкоомных полупроводниках возможно задействовать усиление сигнала на АЦП, а так же включение режима с накоплением данных.

Из временной зависимости спада фотопроводимости автоматически выделяется участок кривой для его аппроксимации экспоненциальной зависимостью. Далее определяется эффективное и рассчитывается объемное время жизни неравновесных носителей заряда.

Эффективное время жизни определяется из формулы [1]

$$y = c \cdot e^{\frac{x}{t_{eff}}} + \text{const}, \tag{1}$$

где t_{eff} – эффективное время жизни неравновесных носителей заряда; x – координата времени; y – значение спада фотопроводимости; c – калибровочный коэффициент; const – константа, определяемая уровнем отраженной СВЧ мощности в отсутствие излучения лазерного диода. Даная константа зависит от удельного сопротивления полупроводника и не зависит от фотопроводимости.

Далее вычисляется объемное время жизни

$$\tau_v = \left(\frac{1}{\tau_{eff}} - \frac{1}{\tau_s} \right)^{-1}, \tag{2}$$

где τ_v – объемное время жизни; τ_{eff} – эффективное время жизни; τ_s – время поверхностной рекомбинации. Причем вклад от поверхностной рекомбинации можно разделить на две составляющих: диффузию и собственно поверхностную рекомбинацию

$$\tau_s = \tau_{diff} + \tau_{sr} = \frac{d^2}{\pi^2 D} + \frac{d}{2S}, \tag{3}$$

где D – диффузионная длина неосновных носителей заряда; S – поверхностная рекомбинация; d – толщина.

На рис. 4 приведены экспериментальные результаты измерений спада фотопроводимости, аппроксимированные с помощью управляющей программы по следующим стандартам:

- по международному стандарту SEMI MF 1535. В данном стандарте для вычисления эффективного времени жизни неравновесных носителей заряда берется часть кривой спада фотопроводимости от 45 до 5 % от точки начала спада фотопроводимости;
- по международному стандарту SEMI MF 28b [2]. В данном стандарте для вычисления эффективного времени жизни берется верхняя часть кривой спада фотопроводимости от точки начала спада фотопроводимости и до точки спада фотопроводимости, значение которой в e раз меньше;

Кроме обработки результатов по данным стандартам в управляющей программе предусмотрено обработка всей кривой спада фотопроводимости от начальной точки до окончания спада фотопроводимости.

В случае аппроксимации всей кривой спада фотопроводимости одной экспонентой, значения эффективного времени жизни неравновесных носителей заряда, определенные по трем стандартам, совпадают.

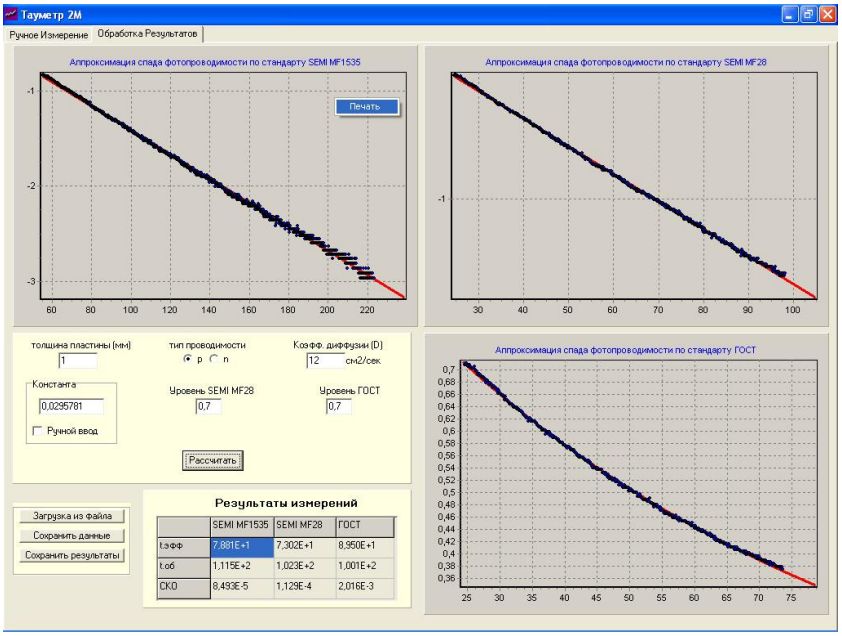


Рис. 4. Результаты измерения эффективного и объемного времени жизни неравновесных носителей заряда в кремнии

На рис. 5 показан внешний вид прибора.

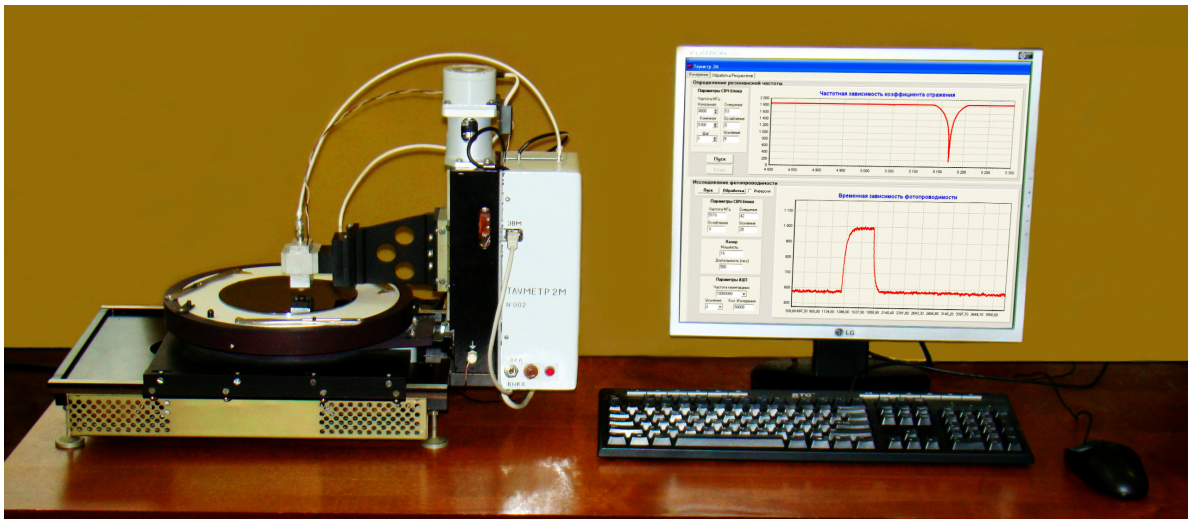


Рис. 5. Внешний вид прибора

Разработанный прибор позволяет проводить измерения времени жизни неравновесных носителей заряда в кремнии бесконтактным СВЧ методом в диапазоне от 0,1 мкс до 5 мс. При этом диапазон удельных сопротивлений полупроводника может варьироваться от 0,1 до 10000 Ом×см.

Список литературы

1. Test methods for carrier recombination lifetime in silicon wafers by noncontact measurement of photoconductivity decay by microwave reflectance. SEMI MF1535.

2. Standard test methods for minority-carrier lifetime in bulk germanium and silicon by noncontact measurement of photoconductivity decay by microwave reflectance. SEMI MF28.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА НЕЙРОСЕТЕВОЙ КАЛИБРОВКИ МАТРИЦЫ ФОТОАППАРАТА

М. В. Бакуров, Ю. В. Коловский (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: mbakurov@narod.ru

Neural network camera calibration on the synthetic data is considered in work. Definition of optimum structure network for procedure performance.

Изменение рабочей поверхности всегда нежелательно, ее контролирование и измерение является важной задачей. Особое распространение получили системы технического зрения, точность измерения которых достаточно высока. Принцип фотограмметрического измерения характеристик поверхности является одним из них. Для выполнения расчета с его помощью необходима сложная система, состоящая из фотокамер и математического аппарата.

Средством измерения является цифровой фотоаппарат.

Калибровка фотоаппарата – это определение совокупности величин, характеризующих центральную проекцию снимков, соответствующую условиям съемки, и уклонение точек фотоизображения от этой проекции – дисторсию.

Возникновение искажений снимка наблюдается по двум причинам:

– неидеальность системы линз объектива;

– неидеальность матрицы фотоаппарата.

Большинство существующих программ для калибровки фотокамер, построенных на подборе математической модели искривлений линзы, не учитывают искажения матрицы фотоаппарата, которые возникают при изготовлении и эксплуатации устройства. В задачах, требования по точности которых высоки, необходимо учитывать оба источника погрешностей.

К преимуществам использования нейронных сетей перед аналитическими методами можно отнести:

– нейронные сети в состоянии аппроксимировать гораздо более широкий класс функций, чем общепринятая в современной калибровке линейная модель камеры с поправками на дисторсию в виде степенного ряда. Нейронные сети могут учитывать практически любые нелинейные искажения;

– при нейрокалибровке не требуется определение математической модели камеры. Напротив, при аналитической калибровке неправильный выбор модели камеры может сильно повлиять на результаты калибровки. Слишком простая модель дает большую погрешность, слишком сложная – приводит к проблемам многомерной оптимизации и сложна в реализации;

– быстродействие нейронных сетей в рабочем режиме потенциально выше, чем у любого аналитического метода, за счет естественного распараллеливания операций в нейронных сетях;

– нейронные сети устойчивы к шумам и погрешностям в данных и не требуют знания их вероятностных характеристик.

В работе рассматриваются только искажения матрицы, искажения системы линз рассматривается в [1].

Искажения матрицы имеют случайный характер, нельзя заранее предугадать, как распределится погрешность позиционирования пикселей.

Объектом измерения является физическое тело с нанесенными на его поверхность маркерами, расположенные в узлах решетки с постоянным шагом. Для моделирования процесса калибровки выбрано плоское тело, физические размеры которого 30х30 м. Данные размеры обусловлены необходимостью измерения крупногабаритных зеркальных антенн и позволяют в процессе обучения нейросети отождествлять результат обучения с реальными размерами объекта.

Искажения матрицы фотоаппарата имеют случайный характер, вследствие чего на снимке тестового объекта наблюдается изменение шага позиционирования маркеров.

Для проведения расчета и отработки нейросетевого метода калибровки предполагается, что поле разделено на секторы, по аналогии с [2,3] маркеры в пределах каждого сектора имеют постоянные смешения по каждой координате, в результате чего на границах секторов происходит изменение шага.

Структура нейросети

В данной работе рассматривается нейронная сеть прямого распространения, обучение осуществляется методом прямого распространения ошибки, по методу оптимизации Левенберга-Маккарта, реализованная на базе Neural Network Toolbox математической среды Matlab. Сеть содержит 2 слоя с изменяемым числом нейронов во втором слое, каждый нейрон имеет функцию активации тангенциальный сигмоид. Второй – выходной слой имеет 2 нейрона с линейной функцией активации.

Об определении необходимого числа нейронов существует две противоположные точки зрения. Одна из них утверждает, что чем больше нейронов использовать, тем более надежная сеть получится. Действительно, чем больше нейронов, тем больше число связей между ними, и тем более сложные задачи способна решить нейронная сеть. Кроме того, если использовать заведомо большее число нейронов, чем необходимо для решения задачи, то нейронная сеть точно обучится. Если же начинать с небольшого числа нейронов, то сеть может оказаться неспособной обучиться решению задачи, и весь процесс придется повторять сначала с большим числом нейронов. Вторая точка зрения опирается на такое «эмпирическое» правило: чем больше подгоночных параметров, тем хуже аппроксимация функции в тех областях, где ее значения были заранее неизвестны. С математической точки зрения задачи обучения нейронных сетей сводятся к продолжению функции заданной в конечном числе точек на всю область определения.

Одним из подходов является определение нужного числа нейронов как минимально необходимое. Для этого проводится анализ обучения нейросети с различной структурой.

Обучающее множество нейросеть имеет 4 входа, координаты маркеров X и Y, полученные после обработки снимка, сведения о погрешности позиционирования по соответствующим координатам, и 2 выхода, координаты действительного положения маркеров.

Количество пикселей матрицы фотоаппарата может достигать десятков миллионов, для нейросети такое количество примеров избыточно, что не только отягощает учебник, но и увеличивает время обучения сети. Осуществляется выборка обучающего множества случайным образом.

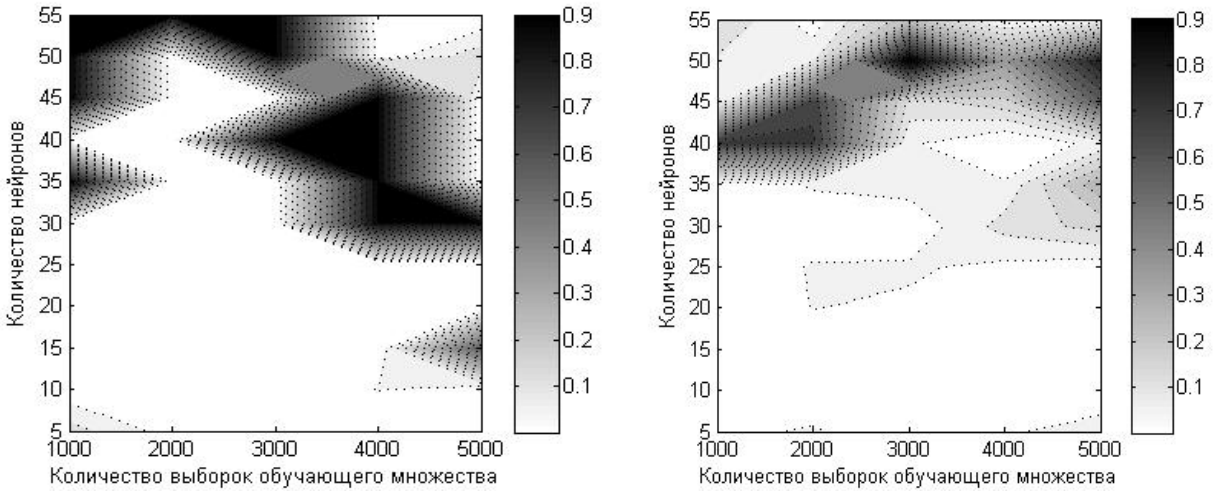
Обучение нейросети производилось по выборке обучающего множества. Проверка результатов обучения производилась по полным данным – без выборки.

Было произведено исследование влияния количества нейронов в скрытом слое и количества выборок обучающего множества на среднеквадратическое отклонение (СКО). Так же исследовалось влияние количества секторов изменения погрешности на количество нейронов и результат обучения.

Анализ полученных результатов

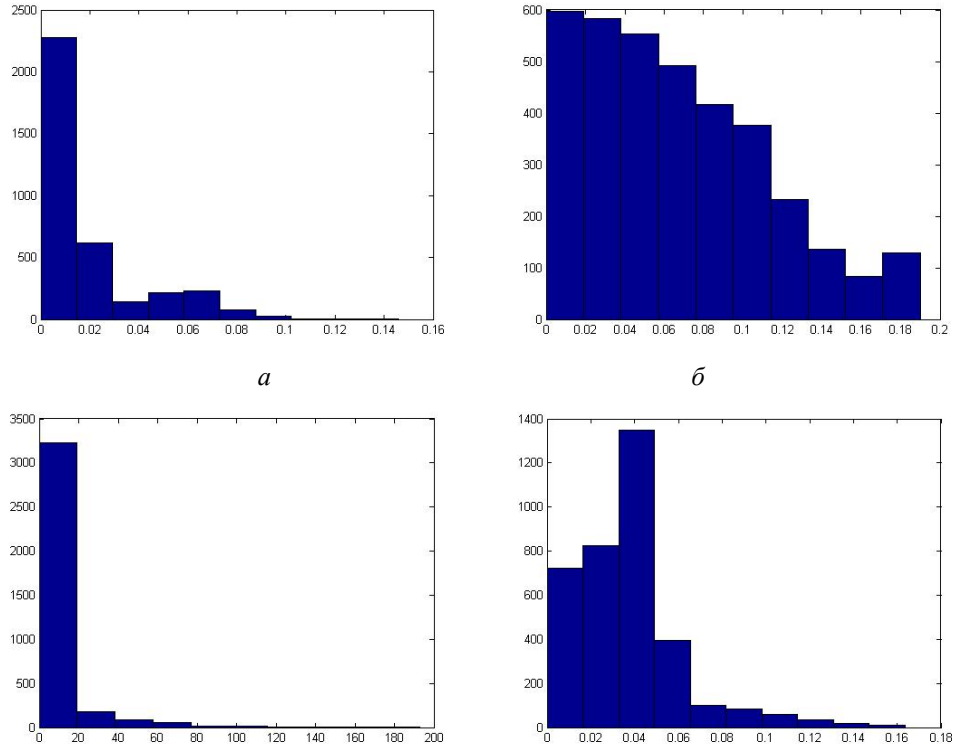
Для анализа, в качестве примера, было взято два варианта матрицы разделенной на 16 и 2 сектора, СКО входных данных составляет 0,35 и 0,29 соответственно. Для этих, как и для остальных вариантов разделения поверхности на секторы производился расчет 55 нейронных сетей, отличающихся по структуре сети и по количеству выборок обучающего множества. По данным, полученным в ходе выполнения этого эксперимента впоследствии можно ориентироваться в вопросах о достаточном числе нейронов, необходимом для описания соответствующей картины искажений.

Как видно из рис. 1, СКО увеличивается с увеличением числа нейронов, и незначительно изменяется с увеличением количества выборок обучающего множества нейросети. Наименьшее СКО для примера с 16 секторами достигнуто в точке 20 нейронов, 4000 выборок и ровняется 1,6 * 10^{-4}. Для примера с 2-мя разломами в той же точке достигнут минимум 5,99*10^{-5}.



а *б*

Рис. 1. Диаграмма зависимости СКО от числа нейронов и количества примеров в обучающем множестве для матрицы, разделенной на: *а* – 2 сектора; *б* – 16 секторов



а *б*

в *г*

Рис. 2 Гистограмма распределения погрешностей для: *а* – матрица, разделенная на 16 секторов, для 55 нейронов, выборка 3000; *б* – матрица, разделенная на 16 секторов, для 5 нейронов, выборка 3000; *в* – матрица, разделенная на 2 сектора, для 55 нейронов, выборка 3000; *г* – матрица, разделенная на 2 сектора, для 5 нейронов, выборка 3000

Анализ рис. 2. Сравнивая гистограммы *а* и *б* наблюдается улучшение качества обучения с увеличением числа нейронов. Сравнивая же гистограммы *в* и *г* наблюдается ухудшение результатов обучения с ростом числа нейронов. Это возникает вследствие того, что для случая с большим числом разломов необходима сеть, содержащая большее число нейронов. Случай же с 2-мя секторами достаточно хорошо описывается малым числом нейронов и значительное число нейронов лишь ухудшает результат, переучивая сеть.

Необходимо учитывать, что число используемых нейронов нужно подбирать исходя из количества секторов обучающего множества.

Полученные результаты соответствуют предположению о том, что недостаточное число нейронов не способно решить задачу с заданной точностью, но и избыточное число нейронов не желательно.

Вывод. Полученные в ходе эксперимента результаты можно применять в задачах калибровки цифровых фотокамер. Для формирования модели искажений цифровой фотокамеры достаточно 10–30 нейронов, при выборке в 1000–3000. Количество секторов различных вариантов погрешностей позиционирования маркеров влияет на результаты обучения в меньшей степени. Однако для более детального выявления причины увеличения среднеквадратического отклонения и более точного расчета модели фотоаппарата требуется дальнейшее проведение анализа.

Список литературы

1. Иванов, Д. В. Новый метод анализа дисторсии фотограмметрических систем / Д. В. Иванов, Ю. В. Коловский // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. / СФУ – Красноярск, 2009. – С. 330–333.

2. А. с. СССР № 1562672, кл. G 01 B 5/28, 1984. Мера отклонения формы / Ю. В. Коловский.

3. А. с. СССР по заявке № 3348139/25-28, кл. G 01 B 5/28, 1981. Образцовая мера для аттестации и поверки приборов для измерения параметров неровностей профилей и поверхностей / Ю. В. Коловский, В. С. Чихалов, Н. Д. Птичкина, В. М. Сачков, И. Я. Скоробогатов.

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ПАКЕТОВ ПРОГРАММ MEMS PRO И COVENTORWARE

А. А. Липунова, А. А. Левицкий (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: AriesAnn@yandex.ru

Представлен сравнительный анализ пакетов программ *MEMS Pro* и *CoventorWare*, предназначенных для проектирования микроэлектромеханических и микроэлектронных устройств. Анализ проведен на основании исследования их функциональных возможностей в ходе проектирования пьезоэлектрического пленочного акустического резонаторного устройства.

Неотъемлемой частью разработки устройств микросистемной техники является проектирование конструкции, моделирование ее элементов, физических процессов, протекающих в системе, а также формирование технологического процесса изготовления посредством использования специализированных программных пакетов. В настоящее время разработан ряд программных средств проектирования, применимых к микросистемной технике, с различными функциональными возможностями, системными требованиями и

стоимостью. Каждый из программных продуктов сопровождается документацией и другими дополнительными материалами, раскрывающими возможности их пакетов.

Однако сравнительных данных, позволяющих сопоставить пакеты программ разных производителей, в общедоступных источниках не приводится. Самостоятельный поиск, систематизация и анализ информации по каждому из пакетов занимает значительное количество времени. Предварительный анализ существующих программных продуктов показал, что пакеты *MEMS Pro* и *CoventorWare* наиболее функционально насыщены по сравнению с другими средствами проектирования микроэлектромеханических (МЭМС) устройств.

Таким образом, цель данной работы заключается в проведении сравнительного анализа выбранных программных пакетов и разработке рекомендаций по проектированию микроэлектромеханических устройств на основании моделирования пьезоэлектрического пленочного акустического резонатора, конструкция которого приведена на рис. 1.

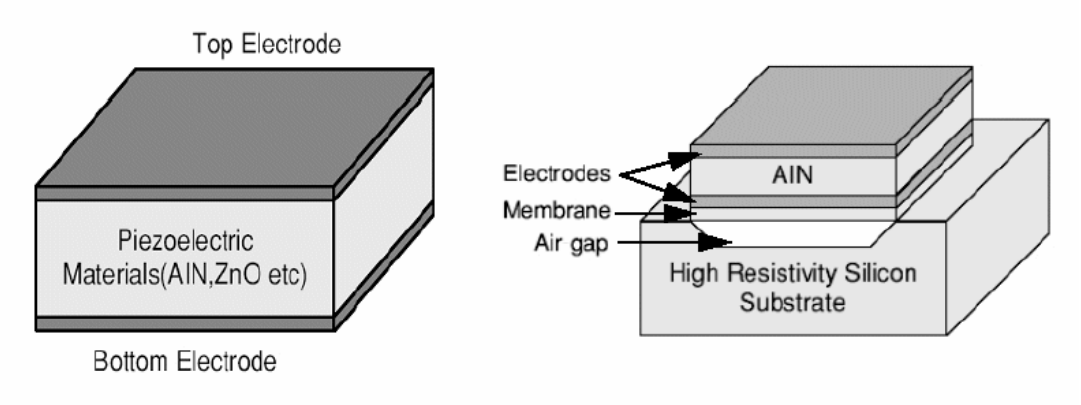


Рис. 1. Устройство пьезоэлектрического пленочного акустического резонатора

Исследуемый программный пакет *MEMS Pro* (версия 4.0) состоит из ряда модулей – *S-Edit* (схемный редактор), *L-Edit* (топологический редактор), *W-Edit* (просмотр форм сигналов в узлах схемы), *T-Spice* (схемное моделирование), *LVS* (связь схемы и топологии).

Пакет предоставляет пользователю возможность начинать рабочий процесс по собственному усмотрению: с формирования топологического чертежа, с создания технологического процесса или же с определения слоев масок и материалов структуры. Однако произвольный порядок моделирования может привести к усложнению процесса и появлению ошибок. Во избежание проявления проблем подобного рода следует придерживаться следующего порядка проектирования:

1. Разработка электрической схемы;
2. Создание слоев в топологическом редакторе;
3. Составление технологического процесса;
4. Формирование топологии;
5. Генерация 3*D* модели.

Представленный порядок обуславливается рядом причин, описанных ниже.

В пакете *MEMS Pro* электрическая схема проектируемого устройства создается в схемном редакторе *S-Edit* с использованием обширной библиотеки компонентов. Работа дополнительных модулей *T-Spice* и *W-Edit* позволяет проводить моделирование полной схемы с возможностью просмотра формы сигналов в любом из узлов. Подобные функции в *CoventorWare* выполняются модулем *Architect*. После завершения работы электрическая схема экспортируется в топологический редактор для формирования топологического чертежа.

Сравнить на практике действия схемных редакторов обоих программных пакетов не представилось возможным, поскольку для подключения модуля *Architect* в *CoventorWare* требуется дополнительная программа *Synopsys SaberSketch,* которая входит в состав

пакета, однако предоставленная производителем временная лицензия не позволила провести тестирование этого компонента.

В отличие от *CoventorWare* в *MEMS Pro* к слоям относятся не только слои масок, но и слои наносимого материала. При открытии топологического редактора по умолчанию создается проект с определенным набором рабочих слоев. Пользоваться ими не рекомендуется, поскольку на панели отображения слоев будут видны все слои, а не только примененные на чертеже. Это повышает вероятность возникновения ошибок, например, указание в технологическом процессе слоев, неиспользованных на топологии, или нанесение на чертеж слоя, не описанного в технологическом процессе.

Во избежание подобных затруднений следует изначально создать новый проект и определить собственный набор слоев, строго необходимых для разрабатываемой модели. Таким образом, в процессе создания топологии и технологического процесса будут доступны для выбора только слои, созданные пользователем, и отображаться они будут на левой панели в окне *L-Edit* (рис. 2).

Создание операций технологического процесса в *MEMS Pro* удобно систематизировано. В первую очередь в диалоговом окне *Process Definition* создается шаг и ему присваивается определенное имя. Затем из списка выбирается одна из операций: травление, осаждение, создание подложки, наращивание слоя, диффузия, механическая полировка, имплантация, соединение слоев. С выбором операции становится возможным выбор конкретного типа операции, например, травление жертвенного слоя для операции травления. После этого пользователь может задать все параметры, необходимые для выбранного процесса (например, тип маски, толщина слоя, сторона подложки для осаждения, выбор слоя для маски или осаждаемого слоя, а также указание слоя, к которому применяется действие травления). Иллюстрированное пояснение к выбранному типу операции может быть найдено в документации, входящей в состав программного пакета, в файле *MEMS Pro manual.pdf*. Хотя формирование технологического процесса в текущем пакете программ на первый взгляд кажется более удобным, чем в *CoventorWare*, за счет определенной систематизации, однако в конечном итоге оно требует больших усилий и учета некоторых параметров, не указываемых в другом пакете.

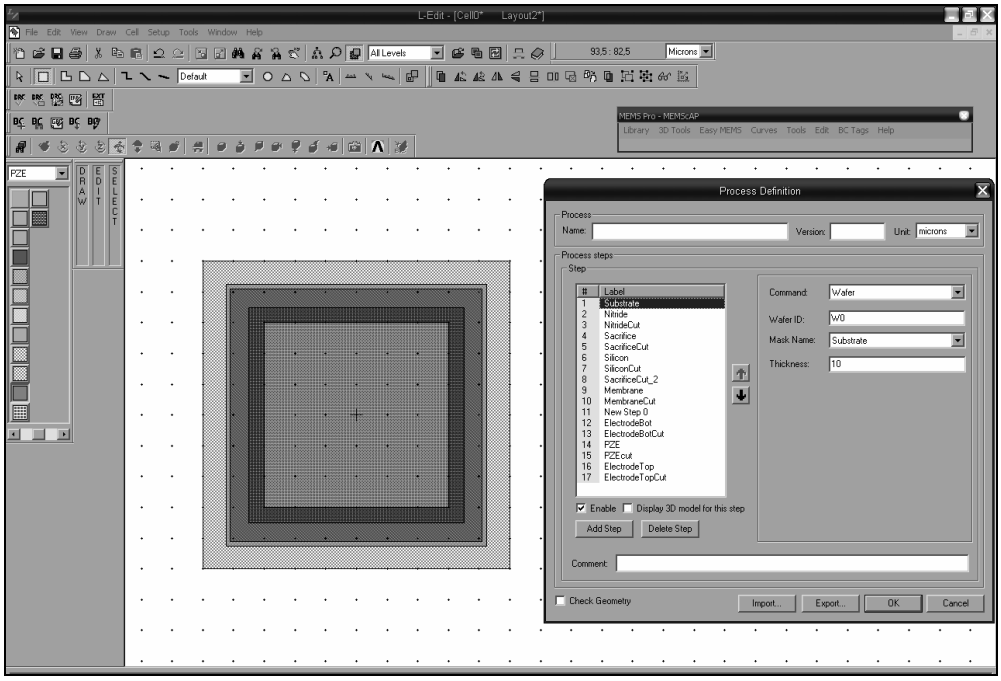


Рис. 2. Топологический редактор пакета *MEMS Pro*. Панель слева – выбор слоев, диалоговое окно справа – редактор топологического процесса

После составления технологического процесса и формирования топологии возможен просмотр трехмерной модели. В случае неудовлетворения конечным результатом технологический процесс или топологический чертеж могут быть отредактированы в любое время. Визуальный контроль доступен для каждого шага технологического процесса. Однако пошаговый просмотр на 3*D* модели производится только один раз в одном направлении. Для повторного запуска необходимо перезапустить генерацию модели (в главном меню во вкладке *Tools* выбрать пункт *Regenerate 3D Model*).

Непосредственно в самом окне просмотра трехмерной модели изменение объекта невозможно. Однако здесь доступны такие функции как изменение масштаба для просмотра, вращение объекта вокруг осей, создание сечений и просмотр их как в двух-, так и в трехмерном виде. Помимо этого доступна функция сохранения трехмерного изображения модели как рисунка, однако, качество изображения очень низкое.

В дальнейшем имеется возможность экспортировать 3*D* модель в программный пакет *ANSYS* в форме файла с расширением *.mac* или *.anf* для проведения дальнейшего моделирования, различного рода анализов.

Программный пакет *CoventorWare* (версия 2008) состоит из трех главных модулей *Architect*, *Designer* и *Analyzer*. *Designer* включает в себя редактор топологического чертежа (*Layout Editor*) и редактор трехмерной модели (*Preprocessor*).

Работа с данным пакетом начинается с запуска главного окна – *Function Manager*. Здесь структура расположения всех доступных функций подразумевает строго определенный порядок выполнения операций моделирования. В первую очередь из библиотеки материалов (*MPD*) выбирается требуемый файл библиотеки, следующим шагом при необходимости он может быть отредактирован. После этого запускается *Process Editor*, в котором составляется технологический процесс создания будущего устройства. Далее на выбор подключается один из модулей программного пакета – *Architect*, *Designer* или *Analyzer*. Создание нового устройства можно начинать как с *Architect*, так и с *Designer*. В первом производится разработка электрической схемы с подключением библиотеки компонентов (*PEM Library*). Во втором создается топологический чертеж на основании слоев, описанных в технологическом процессе, а из чертежа генерируется трехмерная модель. *Analyzer* применяется для проведения различных анализов на основании обработанной 3*D* модели и заданных разработчиком условий.

Создание операций технологического процесса в пакете программ *CoventorWare* на начальном этапе не так удобно, как в *MEMS Pro*, хотя и имеет свои преимущества. Операции выбираются из общей библиотеки процессов, где единым списком отображены не только типы операций, но и их подтипы. Систематизация и разделение информации по операциям, как сделано в *MEMS Pro*, значительно упрощают работу. Однако библиотека процессов в *CoventorWare* имеет большее количество операций и включает в себя заранее настроенные операции для сложных процессов, как например, осаждение *PMMA* в *LIGA*-технологии. Всё это позволяет проектировать микроэлектронные и микроэлектромеханические устройства высокой сложности, наиболее точно воспроизводить их трехмерные модели и получать результаты анализов максимально приближенные к реальным условиям. Описание каждого процесса, представленного в библиотеке, можно найти в документе *CoventorWare DESIGNER*, входящем в состав программного пакета. Без ознакомления с этим материалом пользователю на начальном этапе работы в пакете будет проблематично самостоятельно составить технологический процесс.

Отличительной особенностью *CoventorWare* является то, что для каждого слоя на этапе составления технологического процесса задается материал, информация о котором находится в базе данных материалов (*MPD*). В *MEMS Pro* в технологическом процессе не учитываются материалы формируемых слоев. Название материала по желанию проектировщика может быть записано только в имени шага или в комментарии к процессу.

Каждая технологическая операция обусловлена набором присущих ей параметров. После их установки информация появляется в таблице технологического процесса (рис. 3), которая вдобавок разделяет типы операций по цветам. Благодаря этому, а также полной информации, внесенной в нее, таблица очень удобна в восприятии и облегчает дальнейшую работу с технологическим процессом. Для сравнения, в *MEMS Pro* вместо таблицы создается список операций, при выборе одной из них в диалоговом окне отображается подробная информация о ней (рис. 2). Таким образом, способа увидеть информацию одновременно по всем операциям не существует.

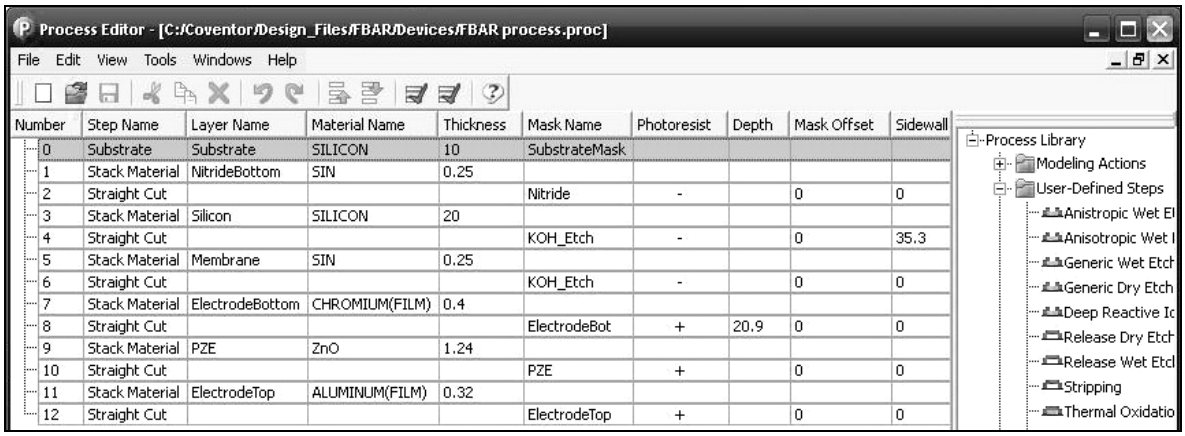


Рис. 3. Окно редактора технологического процесса пакета *CoventorWare*

В трехмерном редакторе *Preprocessor* в отличие от пакета *MEMS Pro* возможен не только просмотр 3*D* модели, но и работа с ней. Так существует возможность создавать, выделять, переименовывать и задавать свойства отдельным граням, ребрам, вершинам, слоям; создавать сечения и блоки для выделения участков поверхности. Для проведения анализов на 3*D* модели строится сетка с определенными настройками.

Таблица 1

Сравнительная таблица программных пакетов *MEMS Pro* и *CoventorWare*

Функциональные возможности пакетов	Пакеты программ	
	MEMS Pro	*CoventorWare*
Строгий порядок проектирования	–	+
Схемный редактор	+	+
Схемное моделирование	+	+
Библиотека компонентов для схемного редактора	+	+
Связь электрической схемы и топологии	+	+
Топологический редактор	+	+
Работа со слоями масок	+	+
Работа со слоями наносимых материалов	+	–
Библиотека слоев	+	–
Библиотека процессов	+	+
Просмотр полного технологического процесса (таблица)	–	+
Редактор 3*D* модели	–	+
Визуализация 3*D* модели	+	+
Пошаговый просмотр результатов технологического процесса на 3*D* модели	+	–
Создание сечений 3*D* модели	+	+
Встроенная функция сохранения изображения 3*D* модели	+	–
Библиотека материалов	–	+
Задание материалов для каждого слоя в технологическом процессе	–	+
Построение сетки	–	+
Моделирование физических процессов	–	+

Изначально *MEMS Pro* предназначен для проектирования трехмерной модели устройства, топологии, электрической схемы и технологического процесса. Для моделирования физических процессов готовая модель экспортируется в программный пакет *ANSYS*. В то же время *CoventorWare* ориентирован не только на создание модели устройства, но и на моделирование физических процессов. Для выполнения подобной задачи используется модуль *Analyzer*. В нем возможно проведение электростатического, квазиэлектростатического, механического, пьезоэлектрического, термомеханического, комбинированного электромеханического, электротермомеханического, электрического индуктивного и резистивного, дифракционного анализов. После их выполнения результаты выводятся в виде таблиц, графиков и трехмерных моделей.

Работа с программными пакетами осуществлялась в период временной тридцатидневной лицензии. По завершении работы была составлена таблица сравнительных характеристик (табл. 1).

В табл. 1 включены все особенности исследуемых программных пакетов. Также в ходе работы была создана 3*D* модель пьезоэлектрического пленочного акустического резонаторного устройства в обоих пакетах. В пакете *CoventorWare* был проведен ряд анализов физических процессов, в том числе статический анализ, расчет резонансных характеристик.

Секция «КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»

МЕТОД ОЦЕНИВАНИЯ ИНДУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ НА ОСНОВЕ АППРОКСИМИРОВАННЫХ ЗНАЧЕНИЙ НАТУРНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА

П. М. Воробьев, М. Г. Рубанович, А. Ж. Абденов (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630092, Новосибирск, пр. Маркса 20
E-mail: pm87@list.ru

На основе экспериментальных данных построена математическая модель, характеризующая зависимость значений индуктивности как функция от ширины отрезка полосковой линии. Построенная модель с оцененными коэффициентами, в достаточной степени, хорошо аппроксимирует значения экспериментальных данных.

В ходе проведения различных экспериментов полученные значения, как правило, отличаются от реальных и имеют некоторый разброс относительно действительных значений. Ставится и решается задача разработки метода построения математической модели в пространстве состояний на основе экспериментальных значений, которая оценивает значения индуктивностей.

В ходе данного исследования был проведен эксперимент, по данным которого была построена математическая модель. Эксперимент заключался в измерении индуктивностей отрезков полосковых линий. Индуктивность измерялась при 10 различных ширинах полоска. В ходе эксперимента получен дискретный набор значений индуктивности на интервале изменения параметра b = 1,4, … 5,8 мм.

В качестве математической модели, характеризующей зависимость значений индуктивности от ширины отрезка полосковой линии $L(b)$ предлагается использовать линейную непрерывно-дискретную модель в пространстве состояний [1].

Пусть зависимость индуктивности от ширины полоска описывается обыкновенным линейным дифференциальным уравнением вида:

$$\frac{d}{db}L(b) = a_1 L(b) + a_2,\ b = [b_0, b_N], \tag{1}$$

$$L(b_0) = L_0, \tag{2}$$

где $L(b)$ – значения индуктивности при ширине полоски равной $b \in [b_0, b_N]$; b_0 – начальное значение интервала изменения параметра b; L_0 – начальное значение индуктивности, a_1 и a_2 – неизвестные параметры дифференциальной модели.

Выход измерительной системы можно записать в виде стохастического соотношения:

$$y_i(b_K) = h_i \cdot L(b_K) + v_i(b_K),\ k = \overline{1,N},\quad i = \overline{1,m}, \tag{3}$$

где $y_i(b_k)$ – известный вектор измерений индуктивности k-го отрезка полосковой линии; h_i характеризует измерительную систему; $v_i(b_k)$ – случайная погрешность измерений (предполагается $v \sim N(0,R)$); m – размер выборки. Из табл. 1 количество отрезков полосковых линий N принимает значение равное 10.

Требуется оценить неизвестные параметры a_1 и a_2 дифференциального уравнения (1) по данным выхода измерительной системы $\{ y_i(b_k),\quad k = \overline{1,N},\ i = \overline{1,m} \}$.

Для простоты полагается $h_i = 1$, $i = \overline{1,m}$. Вводятся обозначения:

$$Y = \frac{d}{db}\begin{bmatrix} L(b_1) \\ \cdots \\ L(b_N) \end{bmatrix},\ X = \begin{bmatrix} L(b_1) & 1 \\ \cdots & \cdots \\ L(b_N) & 1 \end{bmatrix},\ V = \begin{bmatrix} v(b_1) \\ \cdots \\ v(b_2) \end{bmatrix},\ Q = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix},$$

тогда соотношение переписывается в виде:

$$Y = X \cdot Q + V\,. \tag{4}$$

Соотношение (4) представляет собой регрессионную модель. Для нахождения оценок параметров модели (4) используется стандартное соотношение метода наименьших квадратов [1]

$$\hat{Q} = (X^T X)^{-1} X^T Y\,. \tag{5}$$

Вектор Y получается путем численного нахождения производных $\frac{d}{db}L(b_k)$. Для этого данные наблюдения $\{y_i(b_k),\ k = \overline{1,N},\ i = \overline{1,m}\}$ аппроксимируются с помощью регуляризирующего кубического сплайна $S(b)$ и получается временной ряд с уровнями $\{\tilde{y}(b_K),\ k = \overline{1,N},\ i = \overline{1,m}\}$. Тогда с учетом $x_i(b_k) = \tilde{y}_i(b_k),\ \ k = \overline{1,N}$ значения производных $\frac{d}{db}L(b_k)$ вычисляются по формуле [2]:

$$\frac{d}{db}L(b) = \frac{L(b_{j+1}) - L(b_j)}{\Delta b} - \frac{\Delta b}{6}\left[\left(2 - 6z + 3z^2\right)M_j + \left(1 - 3z^2\right)M_{j+1}\right], \tag{6}$$

где $b = [b_j, b_{j+1}]$; $z = (b - b_j)/\Delta b$; $M_j = \ddot{S}(b_j)$ получаем в процессе построения $S(b_j)$, $j = \overline{1,N}$.

Вычисленные значения оценок параметров дифференциальной модели равны:

$$\{\ \hat{a}_1 = -0.36878,\quad \hat{a}_2 = 14.570\ \}.$$

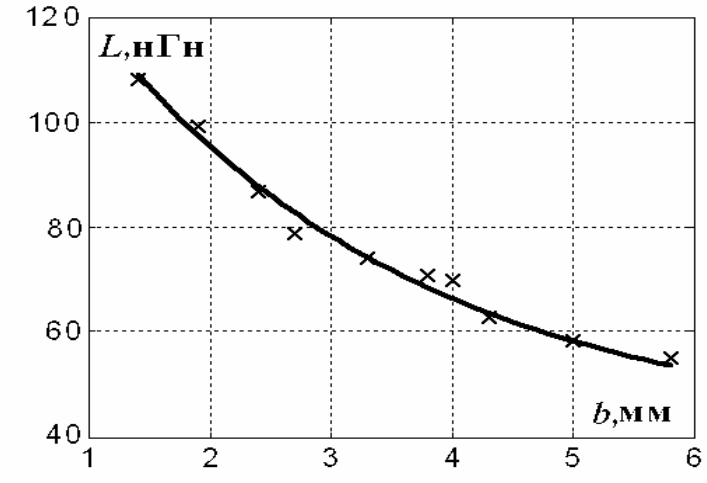


Рис. 1. Данные эксперимента и дифференциальной модели

Таблица 1

Результаты расчета индуктивности и
полученные в эксперименте данные для отрезка линии, нГн

Ширина отрезка линии, мм	1,4	1,9	2,4	2,7	3,3	3,8	4,0	4,3	5,0	5,8
Данные эксперимента	16,0	14,9	13,3	12,1	10,0	10,6	10,3	9,4	8,7	8,3
Данные модели	16,1	14,6	13,4	12,7	10,1	10,2	9,8	9,5	8,7	8,1

В результате исследования был предложен метод построения модели зависимости индуктивности полоска от ширины в виде обыкновенного дифференциального уравнения. Оценены параметры этой модели.

Оценка параметров дифференциальной модели включала процедуру сглаживания данных эксперимента с использованием алгоритма регуляризирующего сплайна, численного нахождения производных и стандартного соотношения метода наименьших квадратов. Построенная модель с коэффициентами a_1 и a_2 относительно хорошо аппроксимирует экспериментальные точки, что мы видим на рис. 1.

Список литературы

1. Эйкхофф, П. Основы идентификации систем управления / П. Эйкхофф. – М. : Мир, 1975.

2. Абденов, А. Ж. Описание динамических процессов с помощью кусочно-дифференциальной модели / А. Ж. Абденов, А. В. Снисаренко, Г. В. Трошина // Сб. науч. тр. НГТУ. – Новосибирск. – 2002. – № 1(27). – С. 3–12.

РАЗРАБОТКА ЭЛЕМЕНТОВ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПРИВОДОМ НЕСУЩИХ ВИНТОВ БЕСПИЛОТНОГО АППАРАТА ВЕРТОЛЕТНОГО ТИПА

В. П. Глушков, А. А. Левицкий (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: ubich@mail.ru

Рассмотрены вопросы, связанные с разработкой элементов системы управления электродвигателями привода несущих винтов беспилотного летательного аппарата вертолетного типа, с четырьмя разнесенными винтами. Приведена оценка подъемной силы системы двигатель-винт. Разработана 3*D* модель конструкции летательного аппарата, представлены результаты экспериментального исследования динамических характеристик системы двигатель – винт, включающей электрический двигатель и винт постоянного шага.

Малогабаритные беспилотные летательные аппараты (БПЛА) применяются в различных сферах деятельности как гражданских, так и специальных служб. В частности, БПЛА – вертолеты благодаря тому, что не требуют специальных сооружений для организации взлета – посадки, а также способны находится в воздухе неподвижно относительно наблюдаемого объекта, находят свое применение в таких областях, как: мониторинг различных технических объектов (контроль трубопроводов, плотин и т. п.), работа в интересах правоохранительных и других ведомств, работа в районах стихийных бедствий.

С точки зрения реализации беспилотного аппарата вертолетного типа, интерес представляет конструкция с четырьмя разнесенными винтами с использованием в качестве привода несущих винтов электрических двигателей. Такая конструкция позволяет осуществлять стабилизацию и управление полетом аппарата только электронными схема-

ми без использования дополнительных механических редукторов и управляющих сервомеханизмов. Применение электрических двигателей обеспечивает малую шумность летательного аппарата по сравнению с аппаратами, на которых установлены двигатели внутреннего сгорания. Данное обстоятельство, в частности, обеспечивает скрытность при использовании БПЛА в интересах силовых и иных ведомств.

Разработки и исследования БПЛА вертолетного типа, с четырьмя разнесенными винтами, активно ведутся в научных центрах и университетах ряда стран, например: *Stanford University*, *UCLA*, *Caltech* – США; *Technisce Universitat Ilmenau* – Германия; *Department of Electrical and Computer Engineering University of British Columbia Vancouver*, *BC* – Канада; *Computer and Automation Research institute of the Hungarian Academy of Science* – Венгрия; МАИ – Россия [1]. Это подтверждает актуальность проведения работ в направлении создания подобных аппаратов.

Целью данной работы является разработка и исследование элементов системы управления электрическими двигателями привода несущих винтов беспилотного летательного аппарата вертолетного типа, с четырьмя разнесенными винтами.

Для достижения указанной цели необходимо решение следующих задач.

1. Определение требований к общей компоновке БПЛА, оценка основных характеристик несущей конструкции: массы; габаритов; моментов инерции.

2. Оценка подъемной силы, которую должна обеспечивать система двигатель-винт при заданных массогабаритных характеристиках аппарата.

3. Проведение экспериментального исследования для определения подъемной силы электрического двигателя с винтом постоянного шага.

Общая компоновка БПЛА

Компоновка БПЛА представлена на рис. 1, *а* в виде трехмерной компьютерной модели, выполненной в пакете *SolidWorks*. Печатные платы системы управления БПЛА, аккумуляторная батарея и ряд других элементов на рисунке условно не показаны. Несущая конструкция содержит четыре балки квадратного сечения 10×10 мм, длиной 250 мм, которые закреплены посредством двух квадратных пластин, размеры которых составляют 100×100 мм. На свободных концах балок закреплены электрические двигатели с винтами.

На рис. 1, *б* показаны различные режимы полета БПЛА. Электрические двигатели располагаются, как правило, на равном расстоянии от центра аппарата. Лопасти винтов, расположенные на одной диагонали аппарата, вращаются в одну сторону, а лопасти двух других винтов вращаются в противоположную сторону. Горизонтальное перемещение БПЛА осуществляется увеличением оборотов одного, либо двух двигателей. Поворот происходит при изменении оборотов пары диагонально расположенных двигателей. Вертикальное перемещение осуществляется за счет изменения оборотов всех двигателей.

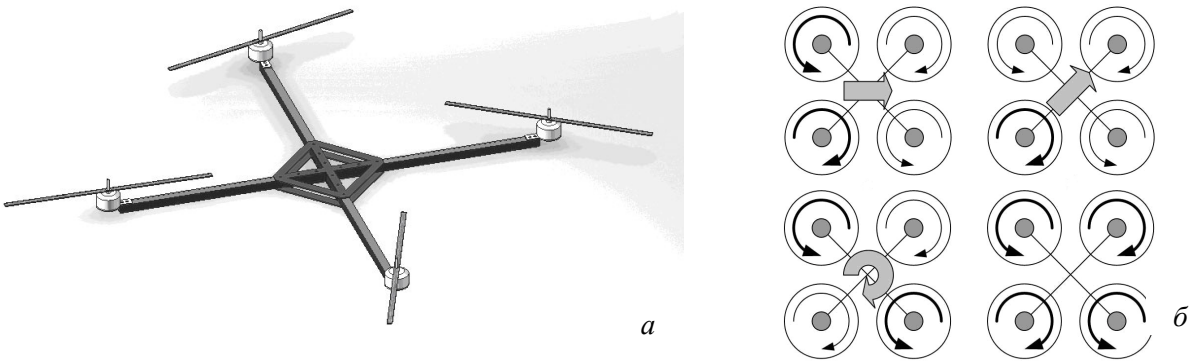


Рис. 1. 3*D*-модель БПЛА, выполненная в пакете SolidWorks (*а*)
и схема управления четырехвинтовым аппаратом (*б*)

Расчет тягового усилия винта

Масса несущей конструкции летательного аппарата, согласно расчету, выполненному в пакете *Solid Works*, составляет 427 г. С учетом массы аккумуляторной батареи и дополнительного оборудования – около 1,1 кг.

Принимая ряд упрощающих предположений, проведем оценку требуемой подъемной силы, используя модель, представленную на рис. 2.

Для взлета аппарата к нему необходимо приложить силу $F_т$, большую, чем вес БПЛА, равный mg:

$$F_т > mg\,, \qquad (1)$$

где m = 1,1 кг, g = 9,8 м/с^2.

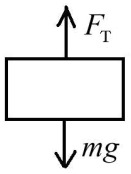


Рис. 2. Действие сил на летательный аппарат

Итогом сложения действующих на аппарат сил $F_т$ и mg, будет результирующая подъемная сила $F_п$.

$$F_п = F_т - mg\,. \qquad (2)$$

Если выполняется условие $F_т > mg$, то вертикальный взлет аппарата будет происходить с постоянным ускорением $a_п$, так что

$$F_т = m\,(g + a_п)\,. \qquad (3)$$

Сила тяги, обеспечиваемая каждым из четырех винтов равна

$$F_{тв} = F_т / 4. \qquad (4)$$

Мощность, необходимую для создания соответствующей силы $F_{тв}$ определим, приняв скорость подъема БПЛА равной v. Режим полета с постоянной скоростью подъема при $a_п \approx 0$ возможен из-за сопротивления воздуха. Тогда мощность, требуемую для обеспечения этого режима, можно определить как

$$P_в = F_{тв}\,v. \qquad (5)$$

Для оценки мощности, затрачиваемой двигателем на вращение несущего винта необходимо учесть КПД винта. Основные параметры винта – ширина лопастей, их число, профиль сечения лопасти и угол ее установки (шаг) должны быть увязаны с выбранным диаметром, частотой вращения винта и мощностью на валу двигателя. Известные опытные данные показывают, что даже у хорошо выполненных воздушных винтов фиксированного шага на оптимальной скорости полета полный КПД не превышает 0,7 и часто находится в пределах 0,5–0,6. Это означает, что 30–40 % мощности, развиваемой двигателем, используется не по назначению. Так, например, увеличение полного КПД винта с 0,5 до 0,7 за счет подбора его диаметра и частоты вращения аналогично увеличению мощности двигателя на 40 % [2]. Примем КПД винта $\eta_в$ = 0,5.

Для оценки мощности, потребляемой электродвигателем необходимо учесть его КПД. КПД электрических двигателей подобного класса обычно составляет 80–95 %. Определим потребляемую мощность двигателя, приняв его КПД равным $\eta_д$ = 80 %, тогда

$$P_д = P_в / (\eta\,\eta_д). \qquad (6)$$

Приняв коэффициент запаса по мощности двигателя $k_з$ = 1,3, определим с учетом (1–6) требования к мощности двигателя:

$$P_{дз} = k_з P_в /(\eta_в\eta_д) = k_з m(g + a_п)\,v\,/(4\eta_в\eta_д). \qquad (7)$$

На основании (7) для указанной выше массы БПЛА, мощность каждого из двигателей привода винтов при $a_п = 0$ и $v = 2$ м/с должна составлять не менее 17,5 Вт, а уже при $v = 7$ м/с – не менее 61,4 Вт.

Двигатели привода несущих винтов

Привод несущих винтов может обеспечиваться коллекторными двигателями постоянного тока и бесколлекторными (*brushless*) двигателями.



Рис. 3. Коллекторный двигатель постоянного тока



Рис. 4. Бесколлекторный двигатель для малогабаритных БПЛА

Классическая конструкция коллекторного двигателя включает статор с набором постоянных магнитов, ротор с обмотками, напряжение на которые подается с помощью щеток на основе графита. Достоинство коллекторных двигателей – простота конструкции, схемы включения в цепь постоянного тока. Недостаток – низкий ресурс из-за износа щеток.

Бесколлекторные двигатели состоят из статора с многофазной обмоткой и возбужденного ротора, в виде постоянного магнита. Возможно использование датчика положения ротора, выполненного в одном корпусе с двигателем и предназначенного для выработки сигналов управления моментами времени и последовательностью коммутации токов в обмотках статора. Наиболее типичный вариант – двигатель с тремя обмотками на статоре, сдвинутыми в пространстве на 120 градусов и соединенными в звезду Число чувствительных элементов равно числу обмоток статора.

Главное преимущество бесколлекторных двигателей – отсутствие вращающихся и переключающихся контактов. Как следствие – бесколлекторные двигатели имеют очень большой ресурс. Дополнительным их достоинством также является широкий диапазон регулирования скорости вращения без потери мощности на валу.

В настоящее время наибольшее распространение в малогабаритных БПЛА вертолетного типа получили бесколлекторные двигатели. Сложность применения таких двигателей связана с необходимостью использования специальной схемы питания обмоток. Примерный вид такой схемы приведен на рис. 5.

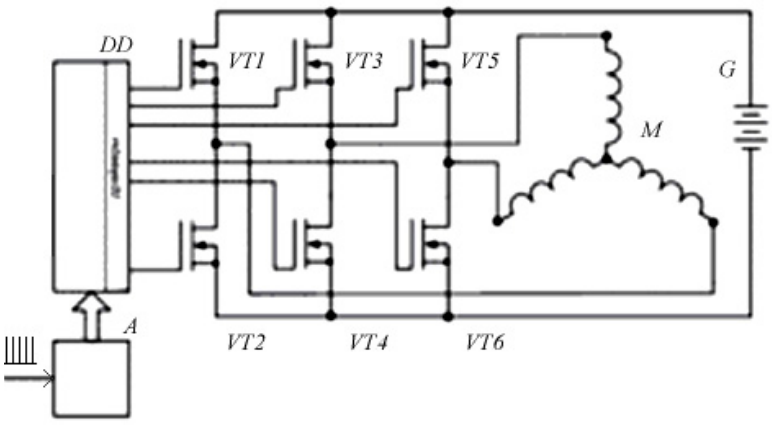


Рис. 5. Схема подключения бесколлекторного двигателя



Рис. 6. Стенд для испытания системы двигатель-винт

Обмотки двигателя *M*, соединенные звездой подключены к трехфазному мосту, выполненному на транзисторных ключах *VT*1–*VT*6. Управляющие напряжения на ключи моста подаются с контроллера *DD*, формирующего специальные трехфазные ШИМ-сигналы. Регулировка режимом работы двигателя осуществляется с помощью схемы управления *A*.

Однако следует отметить и ряд проблем, связанных с созданием малогабаритных БПЛА, имеющих электрический привод несущих винтов. Одной из них является сравнительно небольшое время полета, которое для лучших образцов четырехвинтовых БПЛА составляет приблизительно от 30 до 40 минут.

Экспериментальное исследование

Для определения динамических характеристик системы двигатель – винт был изготовлен лабораторный стенд, представленный на рис. 6. Электрический двигатель с винтом закреплен на одном из плеч рычага стенда. Двигатель, посредством нити соединен с динамометром таким образом, что последний позволяет определять силу тяги винта, направленную вертикально вверх. Для контроля электрического режима двигателя измерительная схема включает амперметр и вольтметр.

Ниже приведены результаты экспериментального исследования тягового усилия с использованием коллекторного двигателя постоянного тока, рассчитанного на напряжение питания 12 В. Собственная масса двигателя составляла 180 г. Применялся ряд винтов постоянного шага. График измеренной зависимости силы тяги винта с параметрами 10’’ × 3,8 от силы тока, протекающего через обмотку двигателя, представлен на рис. 7.

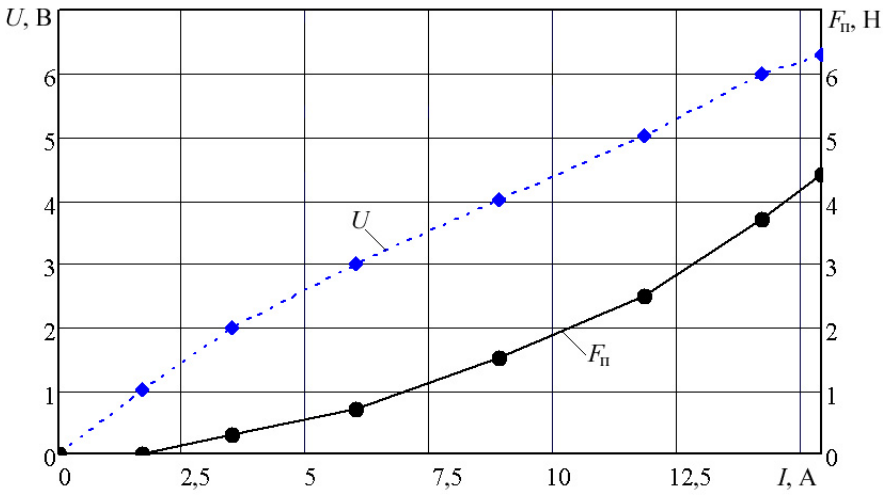


Рис. 7. Зависимость подъемной силы $F_п$ и напряжения *U* системы двигатель-винт от силы тока *I*

Выводы

Малогабаритные БПЛА вертолетного типа с четырьмя разнесенными винтами обладают невысокой массой – от нескольких сотен граммов до нескольких килограммов. Как видно из графика зависимости силы тяги винта от тока, протекающего через обмотки двигателя, сила тяги монотонно возрастает с увеличением силы тока. Использованный в эксперименте электрический двигатель, с десятидюймовым винтом, развил силу тяги достигающую 2,5 Н. Четыре таких двигателя способны поднять в воздух конструкцию БПЛА при ускорении до 0,5 м/с^2. Данные результаты в целом согласуются с известными данными [1].

Батареи питания малой массы, существующие в настоящее время, при таком токе потребления, позволяют летательному аппарату, находится в воздухе не более получаса. Необходимо отметить, что применение бесколлекторных двигателей предпочтительнее, так как КПД таких двигателей выше, по сравнению с коллекторными электрическими двигателями, а также в бесколлекторных двигателях отсутствуют узлы, требующие периодического технического обслуживания.

Список литературы

1. Kivrak, A. O. Design of control systems for a quadrotor flight vehicle equipped with inertial sensors, Master's thesis, Mechatronics Engineering Atilim University, 2006.

2. Касторский, В. Е. Практические работы по курсу воздушных винтов / В. Е. Касторский, Ф. П. Курочкин. – М. : Изд. Военно-воздушной инженерной академии им. проф. Н. Е. Жуковского, 1948.

ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ТОПОЛОГИИ ЯЧЕЕК В ПРОГРАММЕ CADENCE CUSTOM IC DESIGN TOOLS

В. Е. Зотов, А. И. Мушта (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394049, Воронеж, Московский Проспект, 14
E-mail: zo-v@mail.ru

Рассмотрены основные принципы построения топологии ячеек в программе *Cadence Custom IC Design Tools* необходимые для минимизации размеров и упрощения использования уже разработанных топологических схем в более сложных макроячейках, принципы размещения шин данных и питания применяемые для снижения паразитных емкостей.

При проектировании топологии электрических схем перед инженером-проектировщиком возникает, во-первых, задача минимизации размеров ячейки при соблюдении топологических норм для данной технологии, во-вторых, необходимость учёта иерархического принципа построения более сложных ячеек. При реализации элементов на кристалле неизбежно возникают паразитные емкости, устранение которых существенно улучшает параметры проектируемых ячеек.

Принципы построения топологии ячеек. В большинстве случаев при проектировании топологии ячеек наиболее удобным и рациональным способом расположения элементов схемы является расположение контакта к питанию вверху топологии, а контакта к «земле» внизу неё, причем необходимо расположить как можно больше контактных площадок для обеспечения низкого сопротивления контакта. Между этими контактами размещают все остальные элементы схемы, причем транзисторы *p*-типа нужно располагать в *n*-кармане, который является подложкой для транзисторов и имеет одинаковый потенциал шины питания *vdd*! для всех цифровых ячеек, согласно их схемотехнике. «Карман» имеет одинаковый размер по вертикали для всех ячеек цифровых библиотек и одинаково удален от нижнего края топологической схемы. Это позволяет стыковать ячейки вплотную друг к другу без наложений, что также упрощает их компоновку и размещение. Транзисторы *n*-типа располагают внизу топологии для подключения стоков к контакту с «землей». Данный подход к расположению элементов в топологии существенно упрощает их компоновку. Так же в ряде случаев есть необходимость объединения некоторых топологических слоев, например, выполнение нескольких транзисторов в одном слое диффузии *DIFF*. Это позволяет значительно снизить размеры ячейки, но может негативно отразится на её характеристиках, вследствие чего, такое объединение преимущественно выполняют только в цифровых ячейках. При проектировании аналоговых элементов, наоборот, стараются каждый активный элемент дополнительно изолировать. На рис. 1 представлен пример топологии цифровой ячейки *NO*3*X*0 с указанием закрепленных размеров для технологии 180 нм.

Минимизация размеров топологии должна сопровождаться точным соблюдением всем требований и ограничений, налагаемых технологией изготовления. Любой технологический процесс ограничивает минимальные размеры элементов, требования к соединениям, расстояния между элементами. Все эти параметры описаны в правилах разработки топологических схем («*Design Rule Specifications*»). Вручную контролировать выполнение

всех ограничений технологического процесса на этапе проектирования очень сложная задача. Для этого существует набор специализированных утилит. Одной из таких утилит является «*DRC*» (от англ. «*Design Rule Check*»), входящая в среду проектирования. Она позволяет проверить все требования необходимые для данной технологии и при выявлении нарушений отобразить ошибочные элементы.

Шины питания *vdd*! и «земли» *gnd*! необходимо горизонтально направить и задать одинаковые размеры по вертикали и одинаковое местоположение относительно нижнего края топологической схемы для всех ячеек. Это обстоятельство упрощает процесс трассировки питающих шин и задает им преимущественно горизонтальное направление.

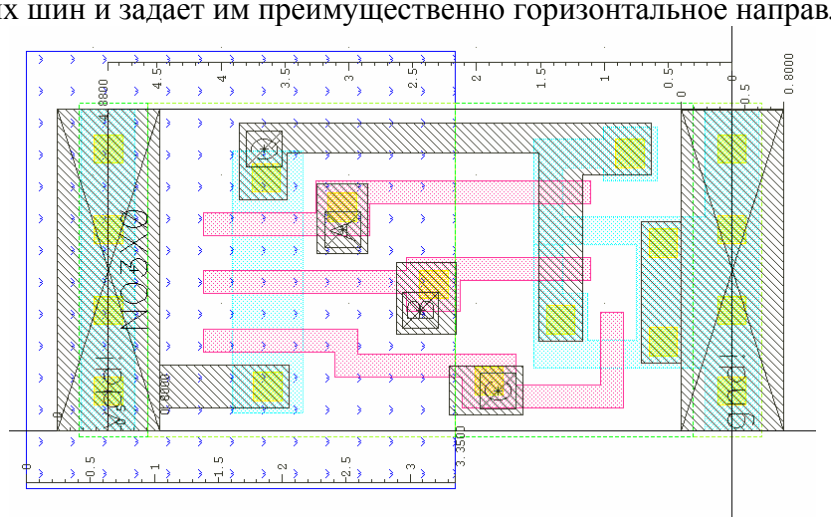


Рис. 1. Пример расположения элементов на топологической схеме

Собственная трассировка соединений ячеек библиотек выполняется слоем первого металла MET1, а выводы представляют собой контакты из второго металла MET2, расположенные в узлах специальной сетки. Это позволяет проводить трассировку соединений сигнальных шин проектируемой ячейки слоем MET2 поверх топологии ячеек библиотек и преимущественно в вертикальном направлении. Все эти особенности ячеек стандартных библиотек позволяют проводить быструю и качественную компоновку проектируемых ячеек, оставляя главной задачей трассировку соединений. На рис. 2 представлен пример компоновки более сложной ячейки.

При разработке топологической схемы следует также стремиться к получению минимально возможной длины межэлементных соединений и снижению числа пересечений слоев первого и второго металлов. Любой диффузионный резистор может пересекаться проводящей дорожкой. Проведение металлизируемого проводника по слою оксида кремния, покрывающему резистор, не оказывает существенного вредного влияния.

Одной из проблем при проектировании топологической схемы является проблема обеспечения ее соответствия электрической схеме. Зачастую топологические схемы настолько сложны, что ошибки в проектирования появляются довольно часто. Для контроля создана утилита «*LVS*» (от англ. «*Layout With Schematic*»), входящая в среду проектирования. С ее помощью инженер-проектировщик способен в короткое время произвести сверку электрической и топологической схем и, при наличии ошибочных соединительных трасс, «подсветить» эту область, что позволяет быстро и качественно отладить топологическую схему.

Заключительный этап – получение электрической схемы с паразитными элементами – является важнейшей стадией разработки. Получение данной схемы необходимо для проведения моделирования топологической схемы, для чего существует утилита *Extractor* (команда меню «*Verify | Extract…*» окна разработки топологической схемы). После проведения «экстракции» можно смоделировать полученную топологическую схему с учетом паразитных емкостей.

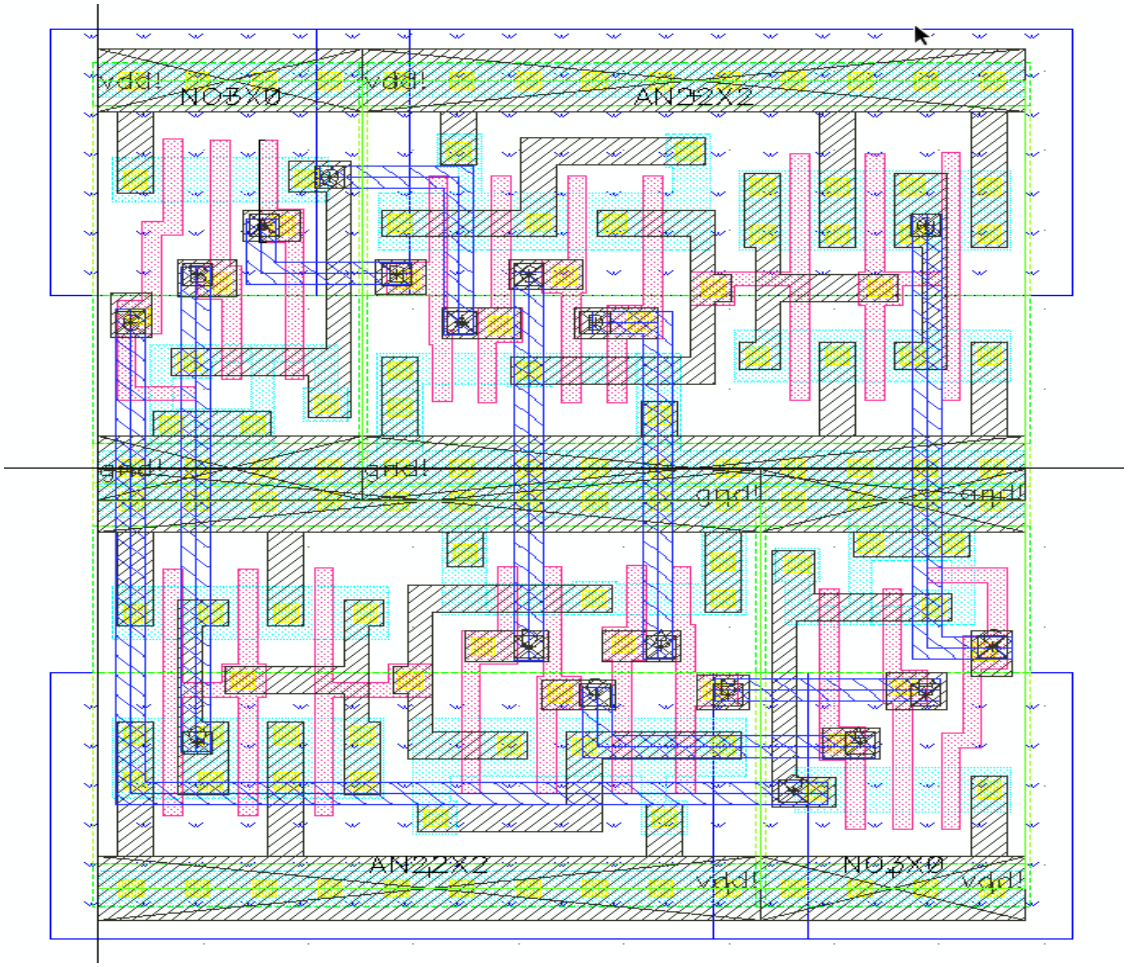


Рис. 2. Объединение ячеек в более сложное звено

Рациональное размещение – залог быстрой и качественной трассировки, а также способ уменьшить вредное влияние паразитных емкостей, неизбежно появляющихся при реализации на кристалле. Для уменьшения занимаемой площади топологические схемы ячеек рационально размещать рядами, задаваясь общей для этих рядов шиной питания или «земли».

Два слоя металлов позволяют проводить оптимальную трассировку при взаимно перпендикулярном расположении трасс разных слоев, при этом для сигнальных шин достаточно одного переходного контакта. Для рационального размещения соединения достаточно проводить, например, адресные шины параллельно слоем первого металла, а подключать каждый элемент блока к этой шине слоем второго металла. При этом минимизируется общая длина трасс и снижается паразитное влияние отдельных проводников в шине друг на друга. Трассировка параллельными шинами требует достаточного расстояния между топологией отдельных блоков, но, в тоже время, снижает влияние шин на активные приборы.

Список литературы

1. Cadence® Analog Design Environment User Guide. Product Version 5.0 / X-FAB Semiconductor Foundries, 2003. – 480 с.

2. Борович, А. Е. Cadence Design Systems Обзор /А. Е. Борович. – 2006. – 51 с.

МЕТОДИКИ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ МЕХАНИЧЕСКИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА ПЕЧАТНЫЕ УЗЛЫ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ В ПАКЕТЕ *COSMOSWORKS*

В. С. Пономарев

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: ponomarev-vits@yandex.ru

На сегодняшний день моделирование электронных средств (ЭС) с учетом влияния механических воздействий наряду с постоянным повышением требований к надежности и качеству аппаратуры осложняется наличием тысяч электронных компонентов и многообразием их установки, постоянным ростом интенсивности механических воздействий, многообразием видов механических воздействий и одновременным приложением нескольких воздействий к аппаратуре. Также, оказывают сильное влияние на работоспособность и надежность работы ЭС жесткие условия эксплуатации. Отказы, связанные с потерей механической прочности ЭС, как правило, выявляются на завершающих этапах разработки и приводят к возможно длительной оптимизации конструкции, что в конечном итоге сказывается на сроках и стоимости проектирования. Применение компьютерного моделирования механических процессов позволяет сократить количество промежуточных вариантов конструкции и уменьшить себестоимость и время проектирования [1].

В настоящее время многие промышленные предприятия, деятельность которых направлена на производство радиоэлектронной аппаратуры на этапе научно-исследовательской работы и опытно-конструкторской разработки применяют компьютерное моделирование, которое является необходимым инструментом создания современных технических объектов. Но, зачастую, значительная доля предприятий использует только лишь технологию пространственного моделирования для разработки конструкторской документации и технологических процессов. Естественным процессом, обусловленным тенденцией гиперроста информационной и технологической поддержки на стадиях проектирования изделия, является переход на следующий уровень, ориентированный на использование компьютерного анализа.

Таким образом, использование традиционных методик расчетов в условиях современного рынка является неприемлемым. Как следствие, актуальной задачей является разработка методик, применимых для проведения компьютерного анализа.

Цель данной работы – разработка и исследование методик компьютерного моделирования механических воздействий на печатные узлы ЭС в пакете *COSMOSWorks*.

Конечно-элементный пакет *COSMOSWorks* является партнерским приложением, функционирующим на модели *SolidWorks* – одной из самых популярных в Росси систем параметрического твердотельного и пространственного моделирования. Использование данных продуктов для проектирования и инженерного анализа подразумевает отсутствие конвертации данных, так как вычислительный модуль имеет доступ к семантике детали и сборки, а расчетная информация пишется непосредственно в модель. То есть, единственная геометрическая модель, выполненная в *SolidWorks*, может быть связана с рядом разнообразных задач в *COSMOSWorks*.

На рис. 1 представлена геометрическая модель печатного узла оптической компьютерной мыши, выполненная в пакете *SolidWorks*. Следует отметить, что для построения модели имеется одно существенное требование. Геометрия модели должна быть упрощенной, то есть иметь ряд изначально оговоренных допущений, которые в конечном итоге должны учитываться при анализе полученных результатов в ходе проведения моделирования. Это требование, прежде всего, относится к последующей дискретизации, кото-

рая, в свою очередь, связана со временем расчета и затрачиваемыми ресурсами аппаратных средств компьютера во время проведения анализа. То есть, к примеру, конденсатор как элемент печатного узла представляется в виде цилиндра, установленный на печатную плату, плоскость основания которого совмещена с плоскостью печатной платы.

В данной работе рассматриваются процессы моделирования статической и ударной нагрузки, собственных частот и форм колебаний печатных узлов электронных средств.

После завершения построения геометрической модели переходят к этапу назначения материала элементам печатного узла. Так как изначально пакет *COSMOSWorks* рассчитан на использование для расчетов в машиностроении, то наиболее рациональная методика – предварительное наполнение библиотеки материалов необходимыми материалами, используемые в радиоэлектронной промышленности, с заданными характеристиками (модуль Юнга, коэффициент Пуассона, предел текучести, предел прочности при растяжении и др.) для последующего их использования.

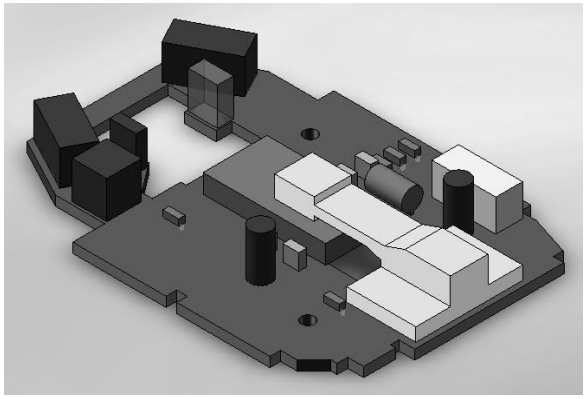


Рис. 1. Геометрическая модель печатного узла оптической компьютерной мыши

После того, как заданы материалы, приступают к процессу выбора нагрузок и ограничений. В нашей работе, к примеру, для задачи моделирования статической нагрузки воздействию нормально равномерно распределенной силы, равной 10 Н, подвергается конец светонаправляющей консоли, для задачи моделирования ударных воздействий рассматривается свободное падение печатного узла с высоты в один метр.

Следующая стадия – построение сетки конечных элементов. Именно, на этом этапе требуется тщательная проработка, так как погрешность результата расчета обусловлена в основном неадекватностью дискретизации и неточностью аппроксимации. К факторам, понижающим точность расчета, относятся редкая сетка, «неправильная» форма конечных элементов. Как следствие, решение системы линейных уравнений, описывающей расчетную модель, становится невозможным, или наблюдается локальная расходимость полученных значений, противоречащих прогнозируемому результату. К примеру, при проведении расчета, используя редкую сетку, представленную на рис. 2, *а*, значения смещения в зоне приложения силы отличаются от значений, полученных при проведении расчета, используя уплотненную сетку (рис. 2, *б*), в среднем на 5 мкм. Единственным выходом из данной ситуации является локальное уплотнение сетки в зоне отличия полученного результата от прогнозируемого и повторение расчета до тех пор, пока не удастся добиться сходимости значений. Таким образом, разумный подбор выбора плотности сетки обеспечивает компромисс между необходимой и доступной точностью расчета.

Когда сетка и граничные условия заданы, приступают к решению. В *COSMOSWorks* реализованы три алгоритма решения системы линейных уравнений, описывающих задачу: прямой метод для разряженных матриц, итерационный компактный метод и итерационный метод. При проведении расчета с использованием разных решателей, полученные

значения в целом схожи между собой, однако, время расчета, применяя итерационный компактный метод в качестве решающей программы, длится в 4 раза быстрее, чем расчет на основе прямого метод для разряженных матриц и в 2 раза быстрее, чем у итерационного метода. Таким образом, самым оптимальным методом с точки зрения запроса к оперативной памяти является итерационный компактный метод, он же является и самым оперативным.

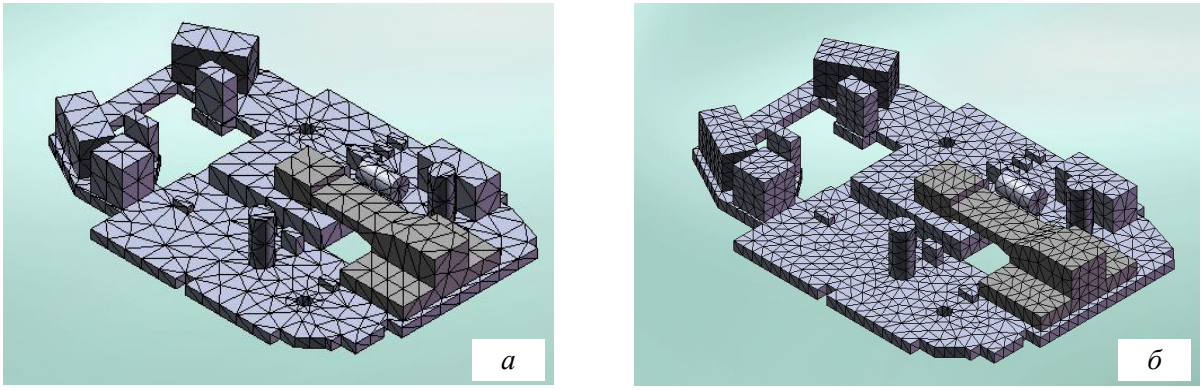


Рис. 2. Печатный узел с нанесенной сеткой: *а* – редкая сетка; б – уплотненная сетка

В итоге, после проведения расчета с заданным набором параметров возможно получить результаты распределения узловых напряжений, относительной деформации в конечном элементе, перемещения, проанализировать формы колебаний на различных резонансных частотах. Также возможно провести проверку проектирования, используя критерии прочности. Использование критериев прочности и интерпретация результатов расчета напряженно-деформируемого состояния – неотъемлемые компоненты структурного анализа. Программа позволяет оценивать прочность изделий с использованием следующих критериев прочности: критерий Мизеса (максимальных эквивалентных напряжений); критерий максимальных касательных напряжений; критерий Мора-Кулона; критерий максимальных нормальных напряжений. Величина, получаемая при расчете по критерию прочности, имеет размерность напряжения и рассчитывается в паскалях. С какой характеристикой материала производить сравнение этого параметра зависит от критерия и типа материала [2]. На рис. 3, *а* и 3, *б* представлены результаты проведения расчетов.

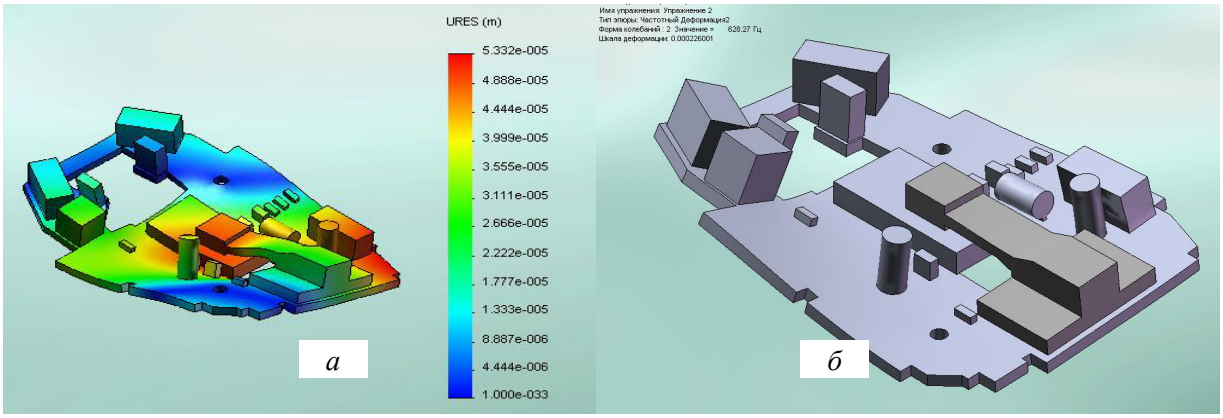


Рис. 3. Результаты проведенных расчетов: *а* – смещение элементов относительно первоначального положения; *б* – форма колебаний печатного узла на второй резонансной частоте

В заключение, компьютерный анализ не может полностью предсказать результаты влияния механических воздействий – для этого нужны практические эксперименты. Однако полученные данные могут во многом дать ценную информацию о характере наносимого ущерба для поиска новых проектных решений на стадии разработки радиоэлектронной аппаратуры. В данной работе, используя средства *COSMOSWorks*, проведен компьютерный анализ механических воздействий на печатный узел оптической компьютерной мыши:

1. Проведено моделирование и анализ статических нагрузок;
2. Проведено моделирование и анализ ударных нагрузок;
3. Проведено моделирование и анализ собственных частот и форм колебаний печатного узла.
4. Разработаны методики компьютерного моделирования статической и ударной нагрузки на печатные узлы электронных средств, собственных частот и форм колебаний печатного узла.

Материалы, используемые в данной работе, могут послужить методическим обеспечением моделирования в системе *SolidWorks*/*COSMOSWorks*.

Потенциальными потребителями разработанных методик могут быть промышленные предприятия, проектирующие РЭА: ООО «МАКСИМА ЭЛЕКТРОНИКС»; ФГУП НПП «Радиосвязь»; ОАО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнева.

Список литературы

1. Маквецов, Е. Н. Механические воздействия и защита радиоэлектронной аппаратуры : учеб. для вузов / Е. Н. Маквецов, А. М. Тартаковский. – М. : Радио и связь.1993. – 200 с.
2. Алямовский, А. А. *SolidWorks*/*COSMOSWorks*. Инженерный анализ методом конечных элементов / А. А. Алямовский. – М. : ДМК Пресс, 2004. – 432 с.

АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ФОРМИРОВАНИЕ КОНСТРУКТОРСКОЙ ДОКУМЕНТАЦИИ ПО ЕСКД

В. И. Киселев, С. И. Трегубов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: vel@pisem.net

В настоящее время в связи с постоянным усложнением изделий происходит резкий рост объемов технических документов, а так же возникают проблемы, связанные с использованием бумажного документооборота.

На мировом рынке наукоемких промышленных изделий отчетливо наблюдаются три основные тенденции [1]:

– повышение сложности и ресурсоемкости изделий;
– повышение конкуренции на рынке;
– развитие кооперации между участниками жизненного цикла (ЖЦ) изделия (в т. ч. создание «виртуальных предприятий»).

К тому же, внедрение стандартов управление качеством *ISO*9000 или *CMM* (*Capability Maturity Model* – модель зрелости процессов создания программного обеспечения), то наличие на предприятии системы электронного документооборота (СЭД) является для этого необходимым условием. Переход на электронный документооборот предпри-

ятий, занимающихся разработкой электронных средств, является составной частью провозглашенной в России программы – электронная Россия.

Усложнение задач, решаемых при проектировании электронных средств (ЭС), а также необходимость управления качеством изделия на всех этапах ЖЦ вызывает необходимость применение достаточно большого количества программных продуктов. Даже на одном этапе ЖЦ – «Разработка» применяются системы автоматизированного проектирования (САПР) или *CAD* (англ. *Computer-Aided Design*) не только разной сложности и функционального наполнения, но и разных производителей. Например, КОМПАС, *T-FLEX*, *SolidWorks*, *Pro/Engineer*, *Altium Designer* и др.

Основная проблема в выпуске конструкторской документации в пакетах иностранного производства – соблюдение правил ЕСКД (Единая система конструкторской документации). Эта система представляет собой комплекс государственных стандартов, устанавливающих взаимосвязанные правила, требования и нормы по разработке, оформлению и обращению конструкторской документации, разрабатываемой и применяемой на всех стадиях жизненного цикла изделия (при проектировании, разработке, изготовлении, контроле, приемке, эксплуатации, ремонте, утилизации). Наибольшую трудность вызывает формирование табличных текстовых документов, таких как, спецификации, перечни элементов и пр. При этом спецификация является основным конструкторским документом, наряду с электронной структурой изделия.

Спецификация по ЕСКД состоит из набора разделов и, обычно, в Российских пакетах САПР, связана со сборочным чертежом и данные для нее формируются на основе выборки информации из структуры данных сборки.

Большинство САПР зарубежного производства могут формировать *BOM* спецификации. *BOM* (*Bill of Materials*) – универсальная спецификация состава изделия, представляет собой, как минимум, список компонентов, их количества, вычисляемые итоги [2]. Естественно, что структура *BOM* отличается от структуры спецификации по ЕСКД. Зачастую стандартный формат файла *BOM* спецификации *.xml*.

Следовательно, в настоящее время перед разработчиками, использующими САПР зарубежного производства (например, *SolidWorks*), стоит задача – дополнительно к *BOM* разрабатывать спецификацию по ЕСКД.

Для решения этой задачи существует несколько программных продуктов осуществляющих автоматизированное формирование спецификаций из *BOM*.

SWR PDM-Спецификация – программа предназначена для создания конструкторских спецификаций по моделям сборок *SolidWorks* [3], из *SWR-PDM* или из *XML*-файла, содержащего необходимые данные (рис. 1).

Полигон-спецификация – программа для формирования спецификации *Solid Work* по ЕСКД (рис. 2). Основное отличие Полигона от других продуктов состоит в возможности редактирования документа непосредственно в многофункциональном дереве, в то время как большинство аналогичных продуктов держат дерево и табличные данные в разных местах.

Навигатор СП – является не просто редактором спецификации как текстового документа, но содержит непрерывно обновляемую базу данных, в которой хранятся записи обо всех разработанных конструктором изделиях (рис. 3).

Недостатки вышеперечисленных программных продуктов и макросов:

- работа отдельно от программного продукта *Solid Works*;
- нарушения связей присутствующих в фалах спецификации *Solid Works*;
- некорректно отображение некоторых символов;
- неправильное формирование документации;
- неполная автоматизация процесса;
- продукты являются платными.

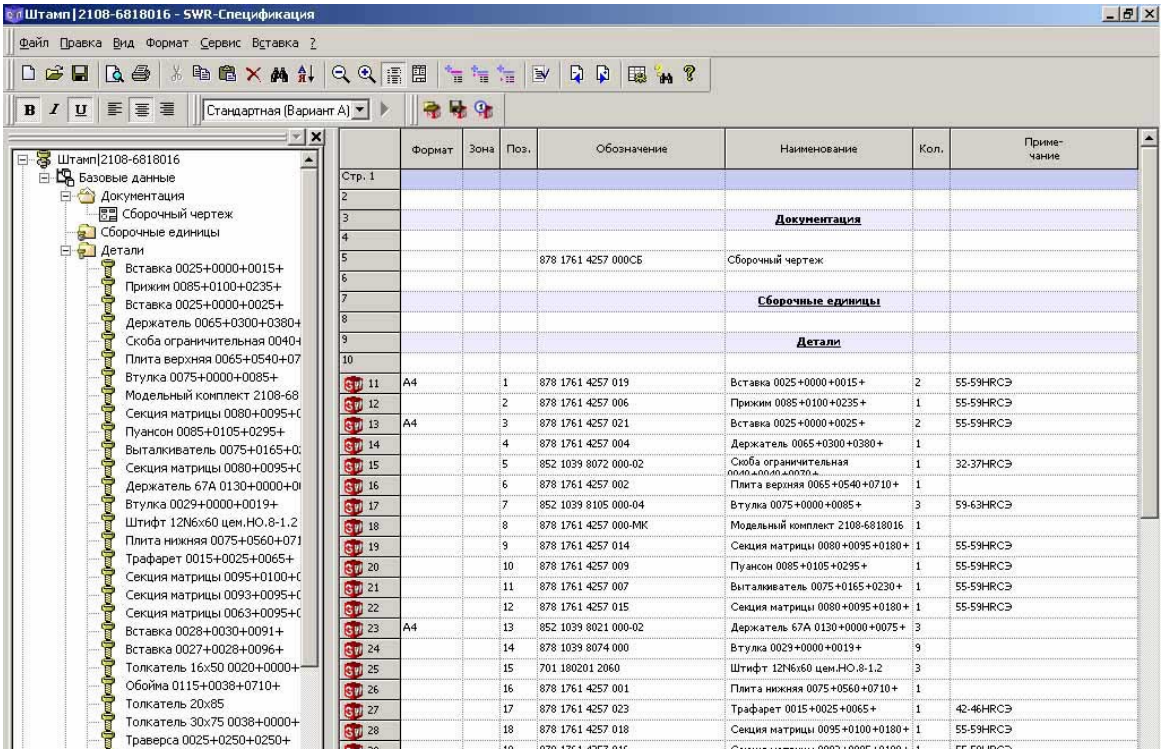


Рис. 1. Фрагмент рабочего окна «*SWR PDM*-Спецификация»

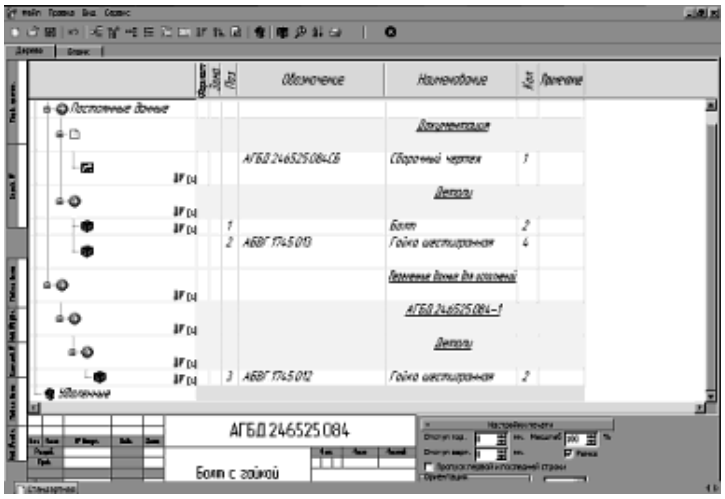


Рис. 2. Фрагмент рабочего окна «Полигон-спецификация»

Стоит также отменить, что использования макросов неизвестных и малоизвестных разработчиков так же практически невозможно. Большинство макросов разрабатывается под конкретное предприятие и удовлетворяет требованиям по оформление документации, полностью или частично, только тому предприятию под которое были написаны. К тому же работоспособность таких макросов оставляет желать лучшего. Макросов реализующих оформление документации по ЕСКД на данный момент нет.

Целью проведенной работы является анализ возможности автоматизации процесса формирование конструкторской документации в *Solid Works* по ЕСКД и разработки программы формирующей КД по ЕСКД.

Для достижения указанной цели первоначально необходимо построить алгоритм автоматизированного формирования спецификаций.

Упрощенный алгоритм формирования спецификаций по ЕСКД показан на рис. 4.

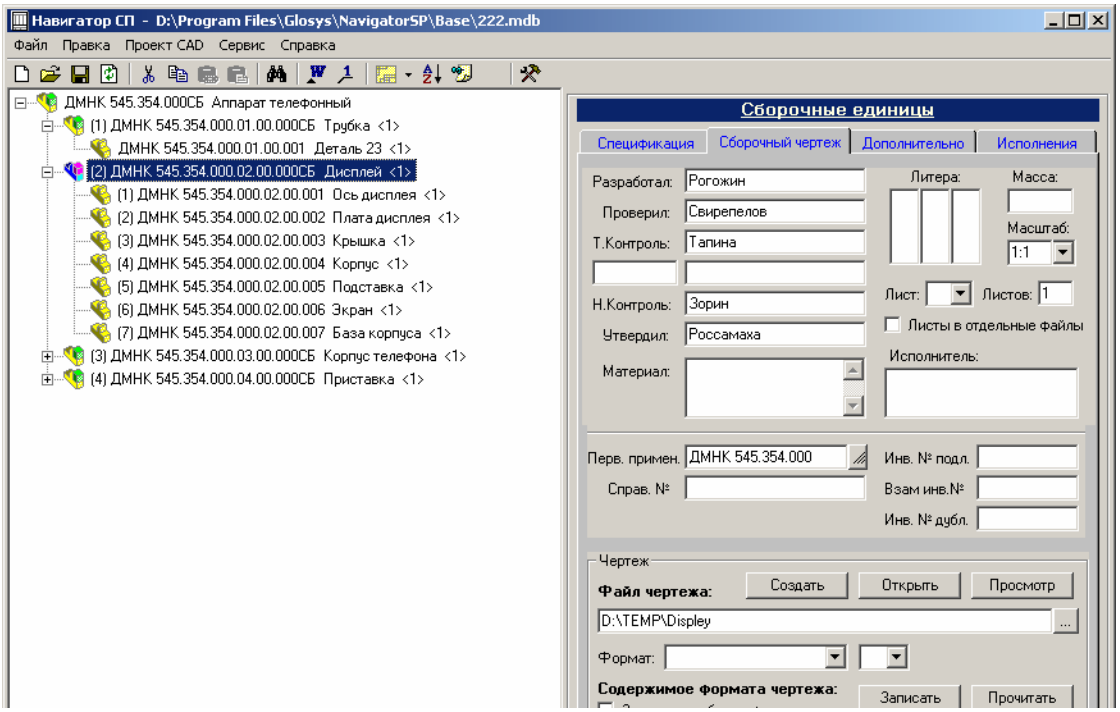


Рис. 3. Фрагмент рабочего окна «Навигатор СП»

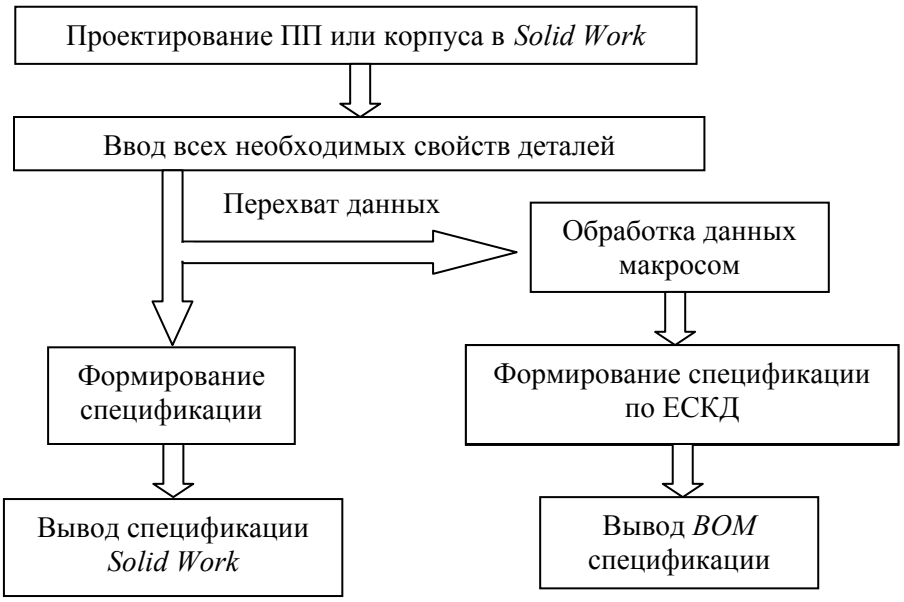


Рис. 4. Алгоритм формирования спецификации

Полностью задача будет решена при проведении анализа алгоритма и выбора языка программирования удовлетворяющего нашим требованиям, а также выполнение данного алгоритма с использованием формата *STEP*.

Список литературы

1. Норенков, И. П. Информационная поддержка наукоемких изделий. *CALS*-технологии / И. П. Норенков, П. К. Кузьмин. – М. : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2002. – 320 с.

2. Энциклопедия PLM / сост. : Д. Левин, В. Малюх, Д. Ушаков. – Новосибирск : ЗАО РИЦ «Прайс–Курьер», 2008. – 445 с.

3. http://www.solidworks.ru/

ФОРМИРОВАНИЕ БАЗ ДАННЫХ ЭЛЕКТРОРАДИОЭЛЕМЕНТОВ ДЛЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

А. А. Арцыбасов, А. М. Фень, С. И. Трегубов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: loki.krk@mail.ru

Описываются возможности применения баз данных электрорадиоэлементов в пакетах САПР среднего уровня для организации автоматизированного проектирования электронных средств

На основании гостов ЕСКД [1, 2] спецификацию и другую текстовую конструкторскую документацию (КД) при выполнении автоматизированным способом следует получать, при возможности, как отчет из электронной структуры изделия (ЭСИ). В процессе проектирования печатного узла (ПУ), который представляет собой отдельную сборочную единицу, имеем следующие ЭСИ:

1. Функциональная ЭСИ (*EDA*-система): принципиальная схема, на основании которой формируется перечень элементов.

2. Конструктивная ЭСИ (*CAD*-система): сборка ПУ, на основании которой формируется спецификация.

Формирование спецификации напрямую из ЭСИ *EDA*-системы не приемлемо, потому что она не содержит дополнительных механических деталей (установочных крепежей отдельных электрорадиоэлементов (ЭРЭ), радиаторов, проводов, жгутов и др.).

В процессе проектирования аппаратно-программного комплекса удаленного доступа «Схемотехника аналоговых электронных устройств», конкретно, для построения электронной модели изделия (ЭМИ) с последующим получением из ЭМИ комплекта конструкторской документации, использовались пакеты САПР среднего уровня *Altium Designer* и *Solid Works*, на рис. 1 представлена их логическая взаимосвязь.

Пакет *Altium Designer – EDA* система проектирования среднего уровня, широко применяется для разработки электрических принципиальных схем и трассировки топологии печатных плат в полуавтоматическом режиме. Также в этом пакете проводится инженерный анализ на непрерывность сигналов и моделирование электрических параметров ЭРЭ.

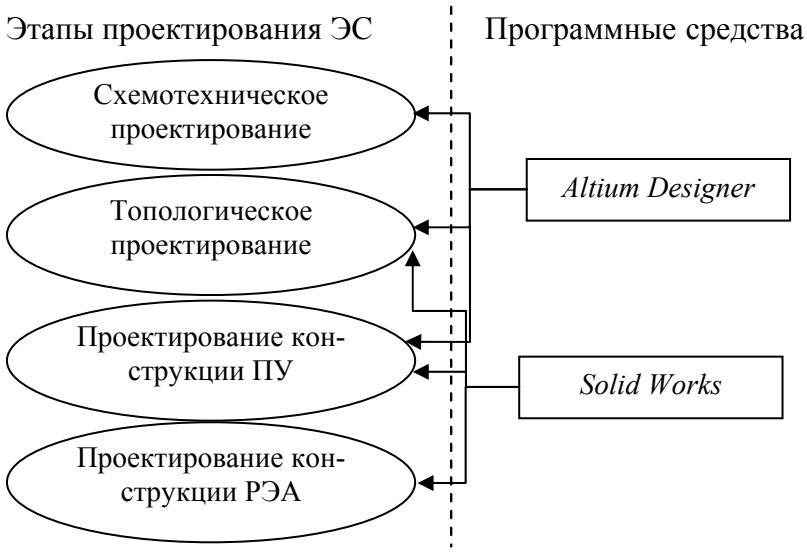


Рис. 1. Этапы проектирования и используемые программные средства

SolidWorks – CAD система проектирования среднего уровня, система для разработки трехмерных моделей печатных узлов изделия, для создания исходных файлов для формирования ИЭТР, для формирования конструкторской документации по требованиям ЕСКД, также для инженерного анализа и подготовки производства изделий любой сложности для станков с ЧПУ.

В процессе построения электронной модели изделия приходится оперировать большим объемом данных содержащих различную информацию об ЭРЭ.

Для автоматизации и исключения ошибок ввода текстовой информации в текстовую КД (ПЭ3, СП), была разработана база данных (БД) на применяемые ЭРЭ.

Главная задача базы данных: представление ЭРЭ на любом этапе проектирования (работа в определенном программном модуле САПР, обозначенных выше) за счет интеграции различных математических моделей и его текстового описания (атрибутов) в одну конфигурируемую электронную модель ЭРЭ [3].

Она включает в себя: твердотельную модель элемента, модель сигнала, проходящего в данном виде элемента, содержит топологию посадочного места на печатной плате, модельный ряд элементов, номиналы и допуски на них, схемное обозначение элементов и множество других характеристик, необходимых для механического и инженерного расчёта устройства.

Рассмотрим основной подход к реализации базы данных на ЭРЭ в рамках одного предприятия.

Так как вышеуказанные пакеты САПР имеют модульную структуру и для работы каждого модуля используется своя модель, то разрабатываемая БД должна содержать на один ЭРЭ следующие модели как минимум двух пакетов – *Altium Designer* и *Solid Works* (рис. 2):

Altium Designer:

– модель УГО (создание схем электрических принципиальных, моделирование электрических процессов);

– модель PCB (трассировка топологии печатных плат);

– 3*D*-модель (визуализация 3D-модели печатного узла (ПУ), в формате *step*);

– модель *P-spice* (моделирование электрических процессов в ЭРЭ);

– модель *IBIS* (анализ целостности сигналов, расчет параметров проводников).

Solid Works – 3D-модель (создание конструкторской документации по требованиям ЕСКД).

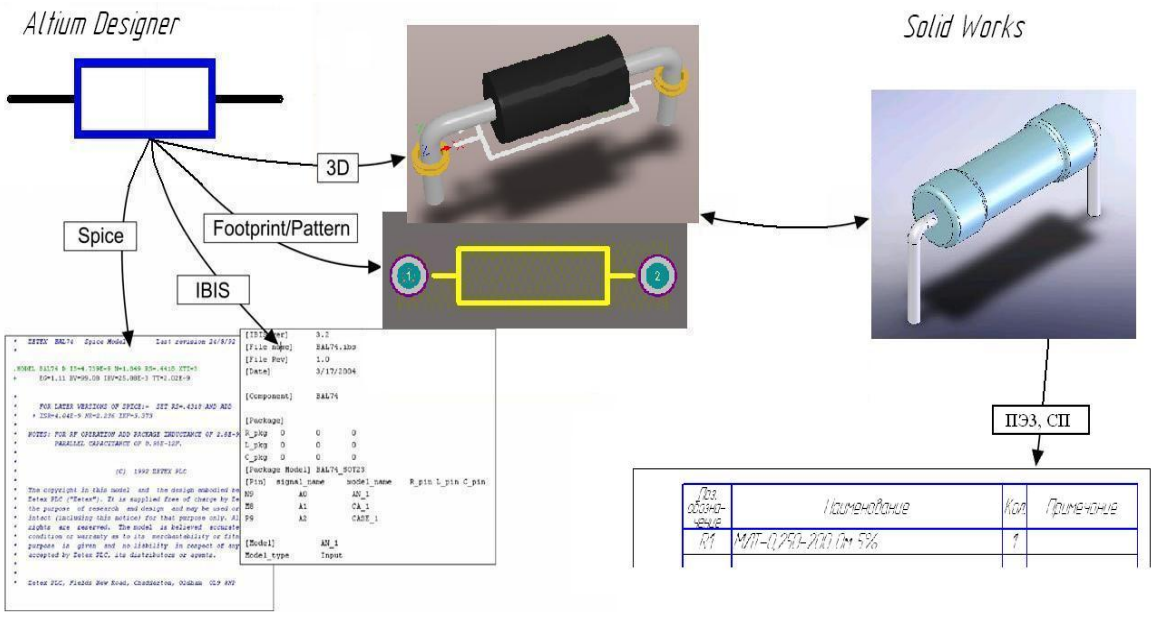


Рис. 2. Взаимосвязь между моделями базы данных

При передаче 3*D*-модели ПУ из *Altium Designer* в *Solid Works*, на ЭРЭ помимо геометрической модели передаются и позиции элементов (R1, R2, C1, VD1 и т. д.). Нам этого недостаточно, для построения текстовых КД нам необходима полная атрибутика элементов (номинал, допуск, вариант установки и т. п.). Поэтому при передаче 3*D*-моделей из *Altium Designer* в *Solid Works* все *step* модели ЭРЭ автоматически заменяются на однотипные модели *part*. В базе данных есть возможность соотнести полную атрибутику элементов с 3*D*-моделями формата *part*, что позволит создавать перечни элементов и спецификации в полуавтоматическом режиме.

На основе вышесказанного была проведена классификация используемых ЭРЭ, все виды ЭРЭ были разбиты на функциональные группы (резисторы, конденсаторы, микросхемы, диоды и др.). Далее в каждой группе проводился анализ использования текстовой информации ЭРЭ с последующим разделением этой информации на группы: номинал, допуск, вариант установки и др. Все значения сводились в таблицу, в которой содержалась информация: ссылочная информация на модели ЭРЭ (УГО, *Footprint*, 3*D*-модели и т. д.) и текстовая информация (номинал, допуск, ТКС, ТКЕ, ТУ и др.)

Резисторы : таблица

ID	УГО	Footprint/3D	Вар установки	SolidWorks part	Номинал (E12)	Допуск	ТКС	ТУ
0001	Резистор	C2-23-0.062	горизонт на клей	C2-23-0.062	1,0	±0,1%	±1	ОЖО.467.0181
0002		C2-23-0.125	горизонт навесной	C2-23-0.125	1,2	±0,25%	±5	ОЖО.467.130Т
0003		C2-23-0.25	вертикал навесной	C2-23-0.25	1,5	±0,5%	±10	
0004		C2-23-0.5		C2-23-0.5	1,8	±1%	±15	
0005		C2-23-1		C2-23-1	2,2	±2%	±25	
		C2-23-2		C2-23-2	2,7	±5%	±50	
					3,3	±10%	±100	
					3,9	±20%	±250	
					4,7	±30%	±300	
					5,6		±500	
					6,8		±1000	
					8,2		±1500	
							±4000	
							+1000,-2000	

Рис. 3. Таблица резистора C2-23 базы данных ЭРЭ

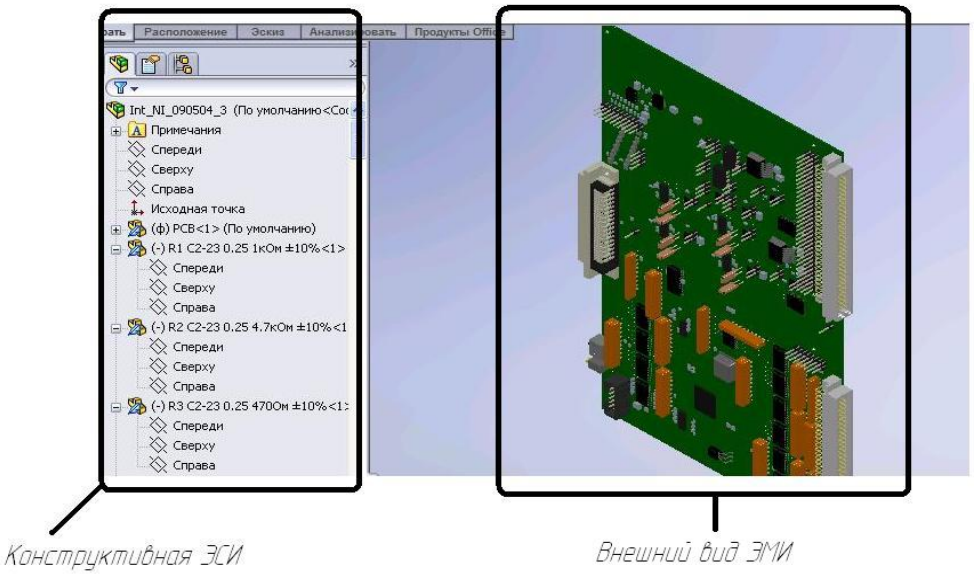


Рис. 4. Пример сборки ПУ

На рис. 3 изображена многовариантность моделей резистора С2-23. Из рис. 3 видно, что для полного отображения резистора С2-23 используется одна модель УГО, *n*-е количество 3*D*-моделей корпусов и, соответственно, моделей посадочных мест, которые варьируются от номенклатуры мощностей резистора, а также возможных его вариантов установки.

Текстовая атрибутика получается путем формирования новой конфигурации состоящей из названия ЭРЭ, варианта установки, номинала, допусков и другой текстовой информации. Имя модели ЭРЭ в сборке ПУ формируется на основе суммы различных табличных текстовых атрибутов и отображается именем конфигурации (рис. 4) [4].

В заключение необходимо сказать, что данный подход реализации баз данных допустим только в рамках одного предприятия, так как данное предприятие пользуется определенным набором ЭРЭ. Использование базы данных позволит сократить сроки проектирования, а следовательно и затраты на проект, а так же максимально исключить ошибки ввода текстовой информации в текстовую КД.

Список литературы

1. ГОСТ 2.102–68. ЕСКД Виды и комплектность конструкторских документов.

2. ГОСТ 2.053–2006. ЕСКД Электронная структура изделия.

3. Пранович, В. В. *Altium Designer*. Создание библиотеки на основе базы данных / В. В. Пранович // Технологии в электронной промышленности. – 2008. – № 5.

4. *Solid Works*, оформление чертежей по стандартам ЕСКД. – Solid Works, 2009.

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММЫ РАСЧЕТА КОЭФФИЦИЕНТА ЭКСПЛУАТАЦИИ С УЧЕТОМ ВНЕШНИХ ВОЗДЕЙСТВУЮЩИХ ФАКТОРОВ

А. А. Гаршин, В. В. Жаднов (научный руководитель)

Московский государственный институт электроники и математики
109028, Москва, Б. Трехсвятительский пер., д. 3
E-mail: a.garshin@gmail.com

Работа посвящена разработке методов и средств оценки показателей надежности электронных средств с учетом дифференцированного влияния внешних воздействующих факторов. Были разработаны математическая модель коэффициента эксплуатации, программный модуль и специализированная база данных. Все созданное программное и информационное обеспечение интегрировано в состав программного комплекса АСОНИКА-К

Для снижения расходов на проектирование и создание электронных средств (ЭС) необходимо еще на стадии разработки макета достаточно точно рассчитать показатели надежности ЭС, такие как время безотказной работы, среднюю наработку до отказа и др. в условиях применения.

На разные электрорадиоизделия (ЭРИ), составляющими ЭС, внешние воздействующие факторы (ВВФ) действуют с разными уровнями. ВВФ подразделяются на механические (линейное ускорение, многократный удар и др.) и климатические (влажность, температура, осадки и др.) [1]. Если задать значения ВВФ не на все ЭС целиком, а на его ЭРИ в отдельности, то полученные значения показателей надежности будут более точными. Эту задачу можно решить, используя метод оценки показателей надежности ЭС с учетом ВВФ, который был программно реализован и включен в состав программного комплекса (ПК) АСОНИКА-К [2].

Программный модуль работает с проектами ЭС, созданными в ПК АСОНИКА-К. Для проектов, сохраненных в проектной части базы данных (ПЧБД) ПК АСОНИКА-К, можно задать значения и проценты воздействия ВВФ на каждое ЭРИ. При этом возможен как «ручной» ввод и редактирование рабочих режимов ЭРИ, так и их импортирование из выходных файлов подсистемы АСОНИКА-ТМ [2]. Главное окно программного модуля показано на рис. 1.

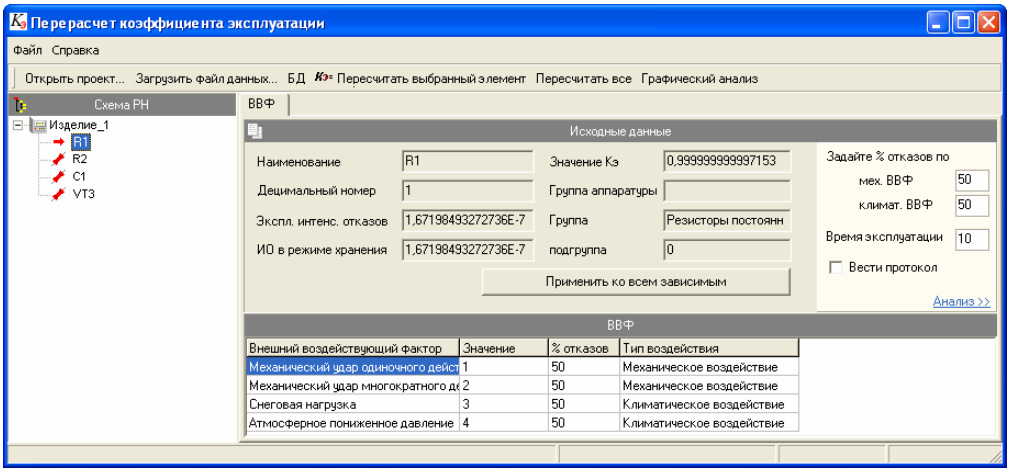


Рис. 1. Программный модуль «Коэффициент эксплуатации»

Алгоритм расчёта показателей надёжности ЭС с учетом дифференцированного влияния ВВФ [3] приведен ниже:

– для каждого ВВФ всех элементов изделия ищется группа аппаратуры с наименьшим значением коэффициента эксплуатации и значениями воздействий, большими или равными заданным;

– рассчитывается значения коэффициента эксплуатации элемента по модели

$$K_э = -\ln\left\{1-\sum_{i=1}^{2}\left[\frac{n_i}{100}\cdot\left[\sum_{j=1}^{J_i}\frac{m_{i,j}}{100}\cdot\left[1-\exp\left\{-K_э\left(z_{i,j}^{раб.}\right)\right\}\right]\right]\right]\right\},$$

где n_i – процент отказов по i-му виду ВВФ, [%]; i – номер вида ВВФ (механические воздействия – $i = 1$; климатические – $i = 2$); $m_{i,j}$ – процент отказов по j-му типу ВВФ i-го вида, [%]; j – номер типа ВВФ ($j = 1, J_i$); J_i – количество типов ВВФ i-го вида; $K_э(z_{i,j}^{раб}) = \min\limits_{j=1,J_i}\{K_э(z_{i,j}^{k})\}$, при условии, что величина $z_{i,j}^{раб.}$ принадлежит области $\boldsymbol{Z}_{i,j}^{k}$, $z_{i,j}^{раб.}$ – рабочее (расчетное) значение j-го ВВФ i-го вида, воздействующего на данный ЭК; $\boldsymbol{Z}_{i,j}^{k}$ – область изменения j-го ВВФ i-го вида, действующего в месте установки РЭА (заданная для k-й группы в [1]);

– на основании новых значений $K_э$ пересчитываются значения интенсивности отказов ЭРИ в режиме эксплуатации;

– на основании новых значений интенсивности отказов ЭРИ рассчитывается значения интенсивности отказов узлов, блоков и всего ЭС;

– рассчитывается значения показателей надежности ЭС.

Одним из главных преимуществ программного модуля является возможность пользователя проводить графический анализ влияния конкретного ВВФ на надежность ЭС, его составных частей и ЭРИ.

При разработке модуля появилась потребность в хранении и обработке большого количества данных, связанных между собой определенным образом. В результате была выбрана реляционная модель базы данных.

Основой БД являются наборы данных, представленные в электронных таблицах. На наборы данных накладываются программные средства для общения с пользователями, которые демонстрируют их в стандартизированном и понятном виде. В данном случае набор данных определяется условиями эксплуатации ЭРИ в тех или иных случаях, которые

приведены в [1, 4], а так же физическими константами, необходимыми для проведения перерасчета коэффициента эксплуатации.

БД модуля расчета коэффициента эксплуатации представляет собой базу данных, структура которой не изменяется в 90 % случаев изменения справочных данных (например, изменение математических моделей, процентного соотношения отказов по видам ВВФ и уровней ВВФ. Изменение структуры БД неизбежно только при появлении (исчезновении) составляющей математической модели для какого-либо ВВФ, да и то только в том случае, если для данной составляющей требуется определенный набор данных, содержащийся в одной или нескольких таблицах БД. В этом случае добавляются (удаляются) таблицы или столбцы таблиц, содержащие эти данные. Изменение структуры БД неизбежно и при появлении новых стандартов по стойкости к ВВФ, но в этом случае происходит добавление таблиц для нового стандарта и изменение общих таблиц, содержащих общие параметры для всех включенных стандартов по определению коэффициента эксплуатации. Структуры же этих таблиц не изменяются.

Другой особенностью БД подсистемы является иерархия таблиц БД, т. е. существует таблица первого уровня – «*GOST*» – в которой собран список всех классов ГОСТов, используемых в данном продукте (см. рис. 2). Эта таблица организует четкое соответствие названия стандарта с его порядковым номером (таблицей второго уровня), являющимся главным в иерархии данного стандарта.

Еще одной особенностью БД является независимость таблиц разных стандартов друг от друга и соответствующих им групп аппаратуры, так же независящих друг от друга.

Т. е. при изменении данных или структуры таблиц одного стандарта (или ВВФ), таблицы всех других стандартов (или ВВФ) остаются без изменений. Очевидно, что в этом случае количество стандартов, хранящихся в БД, практически неограниченно и БД может быть расширена при появлении любого количества новых стандартов по стойкости к ВВФ.

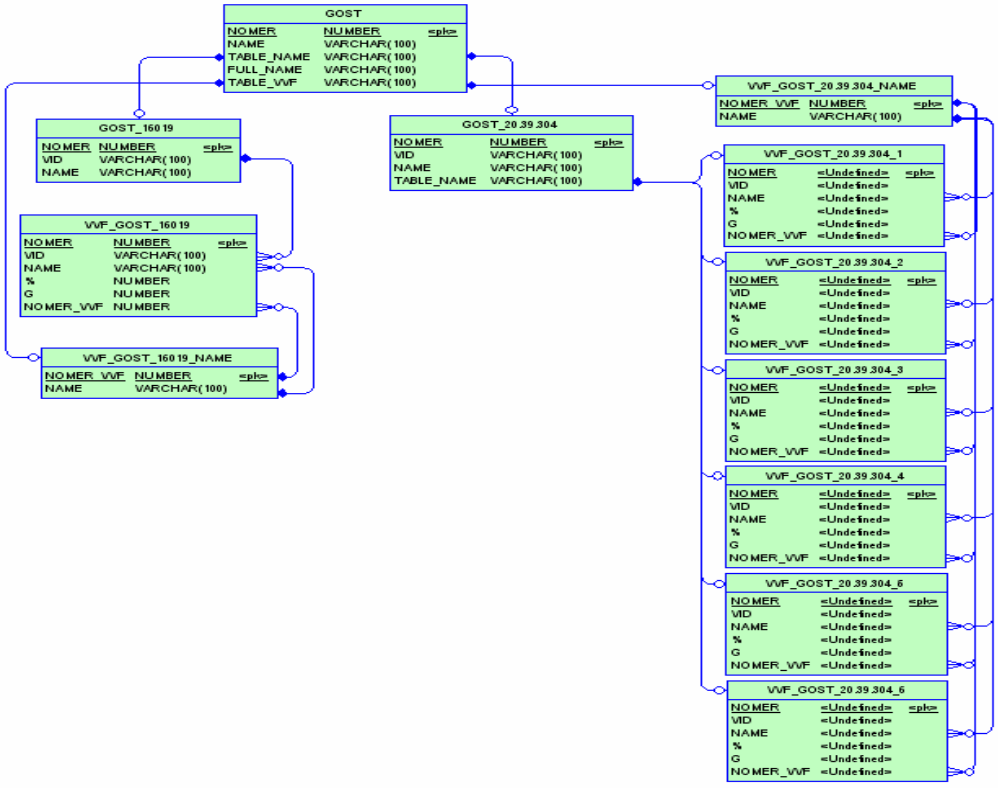


Рис. 2. Физическая модель базы данных по ВВФ

При проведении расчетов интенсивности отказов ЭРИ, кроме разработанной БД также используются и СЧБД ПК АСОНИКА-К. При работе модуля выполняется огромное число запросов к этим базам данных. В условиях, когда доступ к этим БД осуществляется через сеть, время выполнение расчета одного ЭРИ может достигать 1 минуты. Для устранения этого недостатка модуль сохраняет в памяти результаты предыдущих запросов (т. е. данные кешируются). При этом время расчета одного ЭРИ сокращается до 5–10 секунд и значительно снижается нагрузка на сервер БД и локальную сеть.

Разработанный модуль позволяет сократить время на разработку аппаратуры за счет более точного учета влияния ВВФ при оценке надежности ЭС и, в некоторых случаях, избежать дополнительных мероприятий по обеспечению надежности.

Список литературы

1. ГОСТ РВ 20.39.304-98. КСОТТ. Аппаратура, приборы, устройства и оборудование военного назначения. Требования стойкости к внешним воздействующим факторам.

2. Жаднов, В. В. Автоматизация проектных исследований надёжности радиоэлектронной аппаратуры : науч. изд. / В. В. Жаднов, Ю. Н. Кофанов, Н. В. Малютин и др. – М. : Радио и связь, 2003. – 156 с.

3. Гаршин, А. А. Разработка метода анализа надёжности с учётом воздействия внешних факторов / А. А. Гаршин // Научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых специалистов МИЭМ : тез. докл. – М. : МИЭМ, 2010. – С. 69.

4. ГОСТ 16019-2001. Аппаратура сухопутной подвижной радиосвязи.

КРИТЕРИИ ВЫБОРА *CAD* ПАКЕТОВ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

М. С. Учуватов, М. Л. Дектерев, С. И. Трегубов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
Email: Retfil88@mail.ru

Представлен анализ *CAD* пакетов *Solid Works* 2008, *T-Flex CAD v.* 10 и *Компас* 3*D v.* 10 предназначенных для проектирования микроэлектромеханических и микроэлектронных устройств. Анализ проведен на основании исследования их функциональных возможностей в ходе проектирования пьезоэлектрического пленочного акустического резонаторного устройства.

Сегодня для создания конкурентоспособных электронных средств (ЭС) в условиях бурно развивающейся отрасли – электроники необходимо сократить время, затрачиваемое на их разработку и выпуск конструкторской документации (КД), а также сократить количество конструкторских ошибок. Тем самым уменьшить время этапа разработки и снизить стоимость продукции. Добиться этого возможно, лишь применяя современные информационные технологии и реализовав на их базе сквозного автоматизированного цикла проектирования изделий.

При организации взаимодействия различных участников жизненного цикла изделия необходимо обеспечить корректное взаимодействие между системами автоматизированного проектирования (САПР) типа *ECAD* и *MCAD* (электронные и механические САПР, соответственно). Это связано еще и с тем, что САПРы «от одного производителя» не обладают универсальностью и рассчитаны на решение ограниченного круга задач. Так, как большинство применяемых пакетов САПР среднего уровня (наиболее часто используемые на предприятиях) обладают различными возможностями, то необходимо аккуратно подходить при определении возможности их применения при сквозном автоматизированном проектировании ЭС.

В данной статье произведено сравнение наиболее популярных САПР среднего уровня. За основные критерии для сравнения были приняты следующие:

– функциональность;

– взаимодействие с другими системами автоматизированного проектирования; качество экспортируемых данных;

– качество импортируемых данных;

– способность к выполнению 3*D*-моделей и чертежей.

В ходе работы, для организации взаимодействия при проектировании печатного монтажа, были смоделированы следующие цепочки САПР: *SolidWorks* 2009 – *Altium Designer* 2009, *T-Flex* – *Altium Designer,* КОМПАС 3*D v.*10 – *Altium Designer.* Пакеты *SolidWorks*, *T-Flex*, Компас 3*D* относятся к *MCAD*, а *Altium Designer* к *ECAD*.

Первым этапом были созданы контуры печатных плат (ПП) (рис. 1) и 3*D*-модели электронных компонентов в *MCAD* и переданы в пакет *Altium Designer* для моделирования ПП и печатного узла (ПУ).

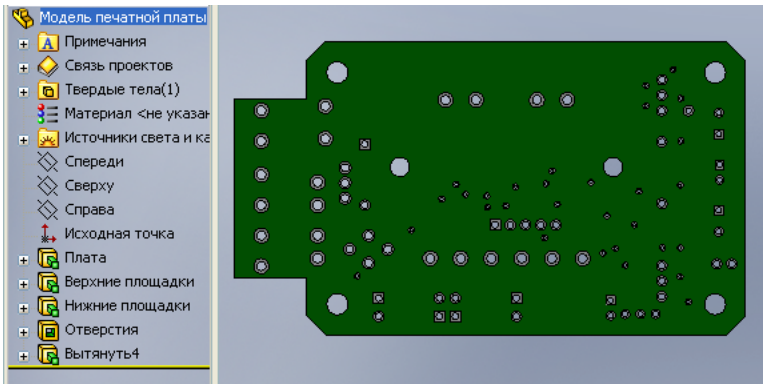


Рис. 1. Контур печатной платы, выполненный в пакете *Solid Works*, *T-Flex CAD*, КОМПАС

Экспорт данных осуществлялся посредством формата Step 203/214. Кроме того, что данный формат является универсальным и может читаться большинством *CAD* пакетов, мы можем осуществить «горячую связь» между контуром печатной платы в *Altium Designer* и моделью печатной платы в механическом пакете, что позволяет оперативно вносить изменения в процессе проектирования.

После того, как печатная плата была полностью смоделирована в пакете *AD*, необходимо произвести различные инженерные расчеты (теплопроводность, устойчивость к различным видам воздействия и т. д.), а также получить конструкторскую документацию. Для этого необходимо совершить обратное действие, т. е. передать модель печатной платы (узла) обратно в механические САПР, также в формате *STEP*. При чтении экспортируемой модели печатной платы в пакете *Solid Works*, модель ПП была полностью воспроизведена, без каких-либо изъянов и повреждений, единственный минус – это невозможность передачи изначального дерева построения модели (рис. 2).

При передачи модели печатной платы в пакет *T-Flex* из *Altium Designer* результат оказался сравним с использованием *Solid Works*. Полученная 3*D*-модель не имела искажений, отсутствовало лишь первоначальное дерево построений (рис. 3).

При передаче модели из *Altium Designer* в КОМПАС были обнаружены следующие недостатки (рис. 4):

– разрушение модели;

– частичное изменение отверстий;

– отсутствие первоначального дерева построения;

– отсутствие заданной цветовой характеристики модели.

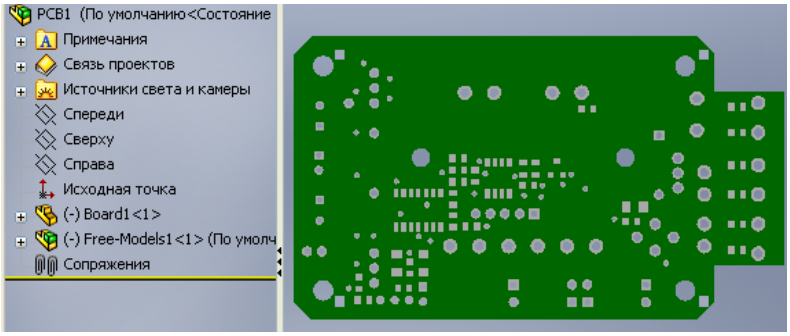


Рис. 2. Полученная модель печатной платы в пакете *Solid Works*

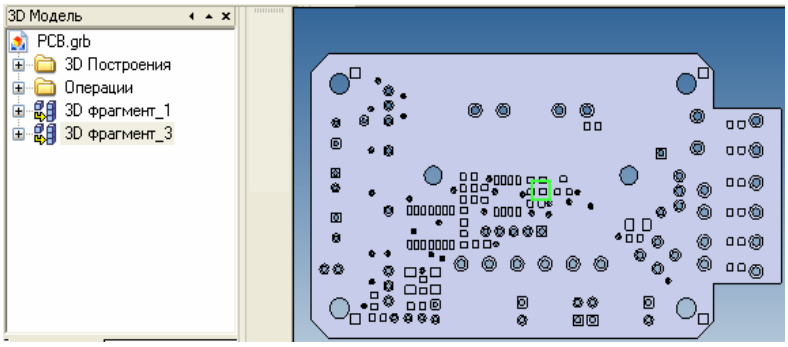


Рис. 3. Полученная модель печатной платы в пакете *T-Flex*

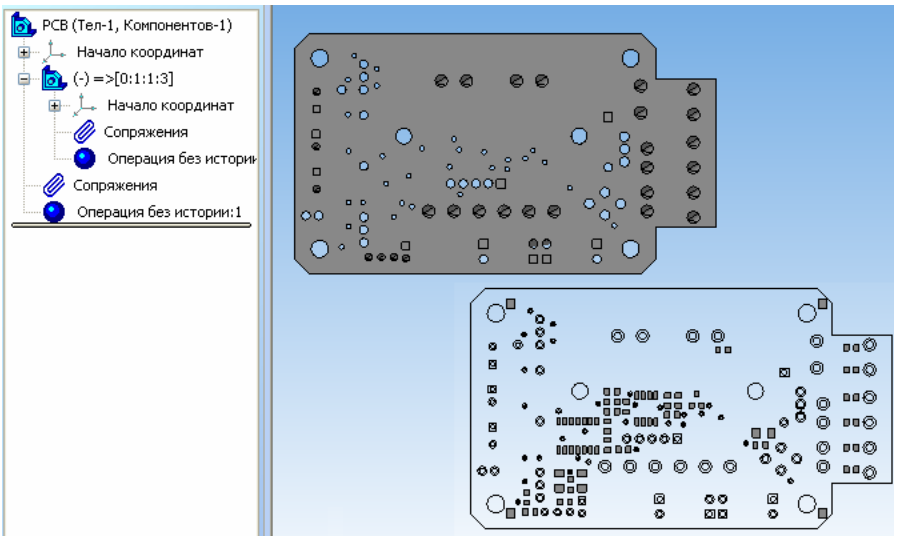


Рис. 4. Полученная модель печатной платы в пакете КОМПАС

Полученные 3*D*-модели в пакетах *Solid Works* и *T-Flex* пригодны для получения конструкторской документации и выполнения дальнейшего инженерного расчета. Модель, полученная в пакете КОМПАС непригодна для получения конструкторской документации и инженерного расчета. Для данного пакета требуется вмешательство проектировщика и коррекция модели печатной платы, что влечет за собой к увеличению сроков разработки устройства в целом.

Следующий этап – проверка экспорта 3*D*-модели печатного узла из пакета *Altium Designer* (рис. 5) в механические САПР.

При передаче данной 3*D*-модели в пакеты *Solid Works* и *T-Flex* (рис. 6) основными недостатками явились несоответствие цветовой гаммы, потеря дерева построения элементов и печатной платы, а также несоответствие названий элементов. При чтении модели в

пакете КОМПАС выявились те же недостатки, что и в *Solid Works* и *T-Flex*, а также и разрушение модели (рис. 7).

Из приведенных данных, можно условно оценить приведенные *CAD* пакеты, по пятибалльной шкале в зависимости от критерия оценивания (табл. 1).

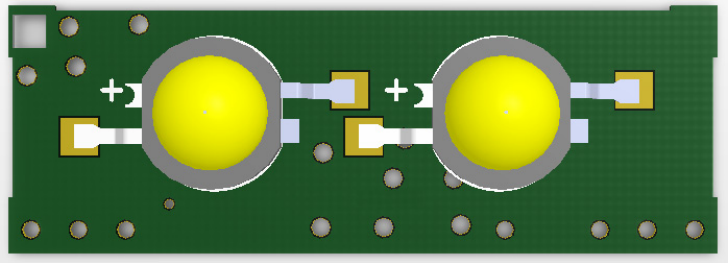


Рис. 5. Печатный узел созданный в *AD*

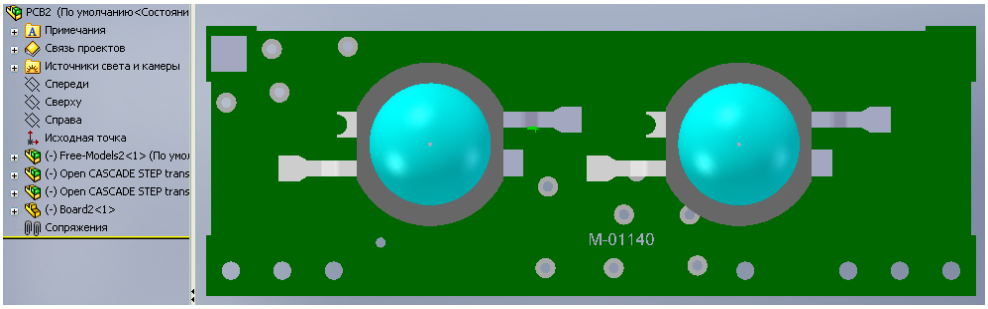


Рис. 6. Модель печатного узла импортированная в *Solid Works*

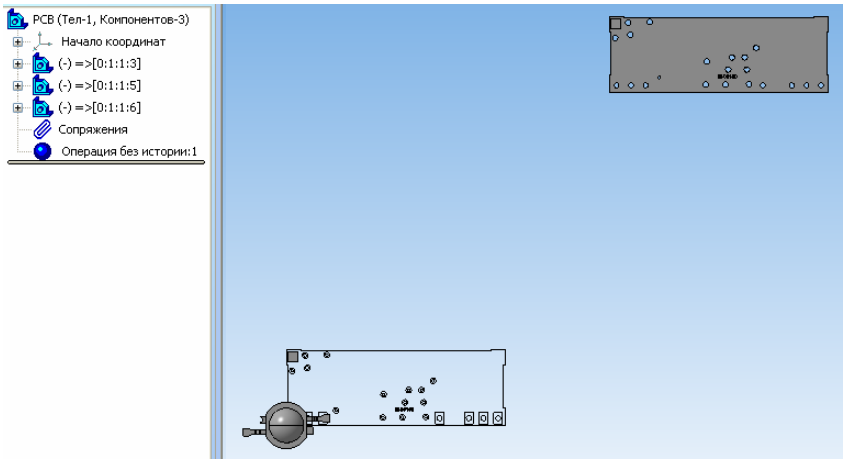


Рис. 7. Модель печатного узла импортированного в КОМПАС

Таблица 1

Сравнительная характеристика пакетов *Solid Works, T-Flex,* КОМПАС

Критерий	*Solid Works*	*T-Flex*	Компас 3*D*
Функциональность	5	5	5
Взаимодействие с CAD пакетами	4	4	4
Качество экспортируемых данных	5	4	4
Качество импортируемых данных	4	4	2
Способность создания: 3*D* модель чертежи	 5 2	 5 5	 4 5
Наличие модулей для инженерного анализа	4	4	-

Исходя из приведенных данных, можно сделать вывод, что наименее пригодным для построения 3*D* модели и дальнейшие ее передачи в электрический САПР является пакет КОМПАС. Моделирование печатного узла в пакетах *Solid Works* и *T-Flex* занимает меньшее время, так как не требуют доработки 3*D* модели, что положительно сказывается на сроках разработки устройства в целом. Но, пакет *Solid Works* не обладает достаточным набором инструментов для создания конструкторской документации, процесс формирования сборочных чертежей и спецификации занимает продолжительное время. Пакеты КОМПАС 3*D* и *T-Flex* обладают встроенными функциями полуавтоматического формирования перечня элементов и спецификации посредством передачи *BOM*-файлов из электрических САПР, а также мощными редакторами чертежей, что в свою очередь крайне важно для организации сквозного проектирования и сокращения сроков проектирования электронных средств.

Список литературы

1. Проблемы сквозного проектирования печатных узлов для изделий электронных средств / В. С. Ереско, А. С. Некрасов, А. М. Фень и др. // Вест. Сибирского государственного аэрокосмического университета : сб. статей. – Красноярск : СГАУ, 2009. – Вып. 1 (22). – В 2 ч. : ч. 2. – С. 19–23.

ПРОГРАММНАЯ СИСТЕМА ДИСТАНЦИОННОГО МОНИТОРИНГА ПАЦИЕНТОВ (ПСДМП)

В. А. Левицкий, А. А. Левицкий, С. П. Панько, С. И. Трегубов (научные руководители)

Сибирский Федеральный Университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: levivadi@mail.ru

Рассмотрены общие вопросы по созданию программной системы дистанционного мониторинга пациента.

Такая область предоставления медицинских услуг, как телемедицина, основана на аппаратно-программной составляющей, которая выполняет львиную долю работ, по диагностики и лечению больных. Современный уровень развития электронных средств позволяет реализовать различные системы с широкими функциональными возможностями, с возможностью дистанционного доступа в диагностические центры в режиме *On-Line* и *Of - Line*, с использованием компьютерных технологий обработки информации на основе мощных программных средств. На рис. 1 показана обобщенная схема системы мониторинга кардиосостояния пациента [1].

Кардиомониторы, по размещению, разделяются на носимые и стационарные, и если в стационарных кардиомониторах нет острой необходимости первоочередной обработки и сжатия информации, то в носимые (дистанционные) существует необходимость встраивать модуль первичной обработки и сжатия информации [2]. Разработка таких систем предусматривает создание не только аппаратной основы, но и программного продукта, для управления процессом диагностики и лечения пациентов.

Для системы дистанционного мониторинга кардиосостояния пациента создана программная система дистанционного мониторинга пациентов (ПСДМП). Она обеспечивает сбор, накопление и обработку информации о состоянии пациентов, поступающей с установленных на них датчиков. Эта информация содержит сведения о работе сердца, органов дыхания и другие, жизненно важные показатели, знание которых необходимы врачу для анализа состояния пациентов.

Функции системы, реализованные в ПСДМП (рис. 2), обеспечивают поддержку рабочих мест врачей, регистраторов, дежурных, системного администратора. Поступающие

от пациентов данные отображаются на экранах мониторов и сохраняются в базе данных, откуда они могут быть доступны для дальнейшей обработки.

Сервер баз данных (БД), обеспечивает хранение настроек системы, сведений о пациентах, информации об их состоянии, поступающей в процессе мониторинга.

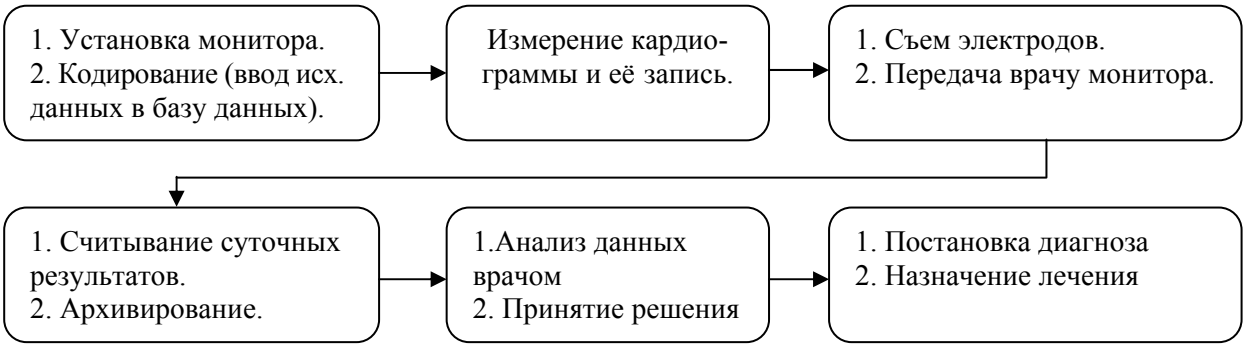


Рис. 1. Обобщенная схема мониторинга кардиосостояния пациента

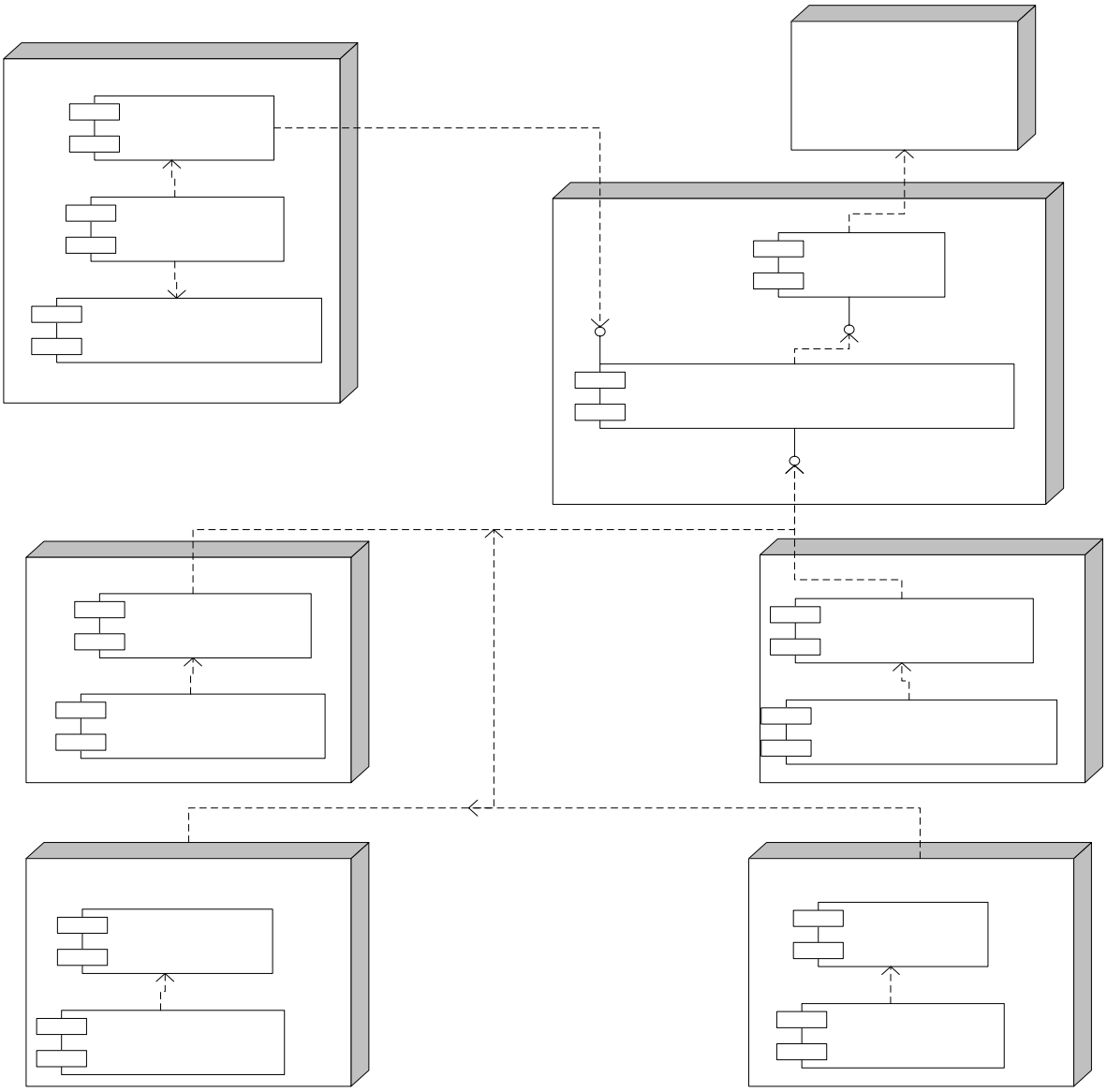


Рис. 2. Общая структура ПСДМП

Монитор пациента, предназначен для взаимодействия с приборами, установленными на пациентах. Он автоматически реагирует на действия младшего медицинского персонала, осуществляющего подключение и отключение приборов. Помимо этого им отслеживается несанкционированное отключение прибора и другие непредвиденные ситуации, нарушающие режим штатного функционирования системы диагностики.

Автоматизированное рабочее место (АРМ) регистратора предназначено для регистрации пациентов в системе, коррекции их данных или удаления из системы.

Автоматизированное рабочее место дежурного. Используется для наблюдения за состоянием пациентов подключенных к системе мониторинга. В соответствии с установленными требованиями отображает сведения о палатах, в которых находятся пациенты, а также об их местоположении на койках. Осуществляет подачу сигналов тревоги и возникновения различных нештатных ситуаций.

Рабочее место доктора (врача). Используется для индивидуальной работы с пациентом. Наряду со специфическими функциями, такими как включение или отключение датчиков и приборов, размещенных на пациенте, анализ информации, поступающей от пациента, назначение лечения, он может выполнять функции наблюдения, присущие дежурному.

Рабочее место администратора. Предназначено для регистрации, редактирования и удаления пользователей системы и их ролей. Помимо этого им обеспечивается безопасность системы, управление архивированием данных, сетевые взаимодействия, доступ к другим базам данных.

Сервер диспетчеризации. Система диспетчеризации позволяет в реальном времени наблюдать процессы, происходящие на удаленных объектах и территориях, контролировать их работу и синхронизировать работу других подсистем.

Формирование структуры ПСДМП выполнялось с учетом проведенного исследования и построения модели процесса мониторинга в кардиологическом отделении. Данная система является универсальной, и предполагается, что она будет являться стержневым узлом для различных систем, обеспечивающих сбор и передачу информации о состояниях пациентов. В заключение можно сказать, что электронное здравоохранение является составной частью электронной России.

Список литературы

1. Барановский, А. Л. Кардиомониторы. Аппаратура непрерывного контроля ЭКГ : учеб. пособие для вузов / А. Л. Барановский, А. Н. Калиниченко, Л. А. Манило : под ред. А. Л. Барановского. – М. : Радио и связь, 1993. – 248 с.

2. Основные технические требования к кардиомониторам и их классификация / В. А. Левицкий, Д. Ю. Миронов, А. А. Левицкий, С. И. Трегубов // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. / СФУ. – Красноярск, 2008. – С. 354–357.

ЭКОНОМИЧЕСКИЙ АСПЕКТ ЗАДАЧИ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ РЭС

М. А. Ромащенко, А. В. Башкиров

Воронежский государственный технический университет
394026, Воронеж, Московский проспект, 14
e-mail: muratovav@kipr.vorstu.ru

Рассмотрен экономический аспект задач обеспечения электромагнитной совместимости РЭС, представлены затраты связанные с учетом требований к ЭМС систем и устройств в зависимости от сложности этих требований.

Существует ошибочное представление о второстепенности требований электромагнитной совместимости (ЭМС) по сравнению с требованиями к надежности, малым га-

баритным размерам, влиянию температуры, влаги, механических нагрузок и других факторов, что в итоге может превратиться в дорогую ошибку.

Однако конструктор-технолог должен видеть проблему жизнеспособности изделия в целом в условиях его эксплуатации с учетом реальной электромагнитной обстановки (ЭМО), в которой оно должно функционировать. В процессе разработки и производства изделия требования к обеспечению его ЭМС и электромагнитной устойчивости (ЭМУ) должны учитываться на всех этапах и в такой же степени, как и требования к микроминиатюризации или надежности. Поиск конструкторских решений часто носит итеративный характер, и поэтому новое решение должно приниматься обязательно с учетом необходимости обеспечения ЭМС разрабатываемого изделия. Например, на ЭМС может повлиять применение новых радиокомпонентов, в том числе микросхем, или новой технологии производства.

Экономический аспект задачи обеспечения ЭМС определяется тем, что требования к новому качеству продукции по показателям ЭМС приводят к необходимости дополнительных затрат до того, как будут получены экономические результаты. Здесь можно провести аналогию с необходимостью дополнительных затрат на повышение надежности изделия для увеличения срока его работы. Применение РЭС с улучшенными характеристиками ЭМС позволяет, например, эксплуатировать большее число средств без помех от одних средств другим и интенсивнее использовать ресурс радиоканалов. И, наоборот, применение на практике технических средств с неудовлетворительными характеристиками ЭМС может нарушать их нормальное функционирование, например, вызывать сбои в ЭВМ, что создает экономический ущерб. Отсутствие должного внимания к ЭМС технических средств, начиная с начального этапа их разработки, приводит к тому, что электромагнитная несовместимость средств выявляется лишь при функционировании в комплексе с другими средствами. В ряде случаев только после выявления несовместимости средства дорабатываются с целью обеспечения ЭМС, что требует дополнительных материальных и трудовых затрат, вызывает потерю времени на ввод средств и эксплуатацию. При этом технический эффект часто оказывается недостаточным по сравнению с тем, который мог быть реализован, если бы обеспечение ЭМС предусматривалось на всех этапах разработки средств.

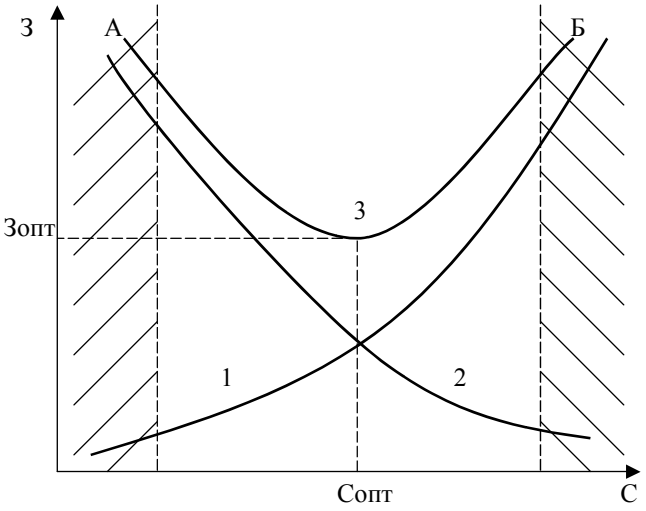


Рис. 1. Затраты З, связанные с требованиями к ЭМС систем и устройств в зависимости от сложности С этих требований: кривая *1* – затраты на обеспечение ЭМС систем и устройств при их разработке и производстве, кривая *2* – затраты (экономические потери) при эксплуатации систем и устройств из-за недостаточного удовлетворения требований к их ЭМС; кривая *3* – общие затраты, связанные с обеспечением ЭМС систем и устройств в зависимости от сложности требований к их ЭМС

Отметим также, что оценка экономической эффективности пользования радиочастотным ресурсом еще не разработана с необходимой полнотой, несмотря на его огромное значение для экономики страны. Между тем на создание РЭС непрерывно выделяются новые капитальные вложения, и отсутствие экономической оценки может привести к ограничениям в пользовании радиочастотным ресурсом, что в дальнейшем отрицательно повлияет на экономику.

Однако затраты на совершенствование технических средств по показателям их ЭМС должны быть экономически целесообразны на данном этапе развития техники и технологии производства. В частности, это должно учитываться (и в ряде случаев учитывается) при разработке стандартных требований к допустимым уровням помех. В общем случае должно быть найдено комплексное решение в виде совокупности технически обоснованных и экономически целесообразных мероприятий по подавлению помех в их источниках и повышению помехозащищенности приемников. Принцип экономического подхода к решениям задач обеспечения ЭМС, учитывающий степень технической сложности требований к ЭМС, показан на рис. 1 [1].

Область *A* соответствует условиям значительных экономических потерь на этапе эксплуатации технического средства, поскольку не учитывались требования к его ЭМС на этапе разработки. Область *B* – это условия, при которых затраты на обеспечение ЭМС могут быть существенны при разработке и производстве средства, что соответствует малым экономическим потерям на этапе его эксплуатации. Очевидно, существует некоторый оптимум затрат при данном уровне техники и технологии производства.

Список литературы

1. Князев, А. Д. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости / А. Д. Князев, Л. Н. Кечиев, Б. В. Петров. – М. : Радио и связь, 1989. – 224 с.; ил.

ПРОГРАММА INDESYS-MB ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ МОДЕЛЕЙ ЭЛЕМЕНТОВ СВЧ МОНОЛИТНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ НА ОСНОВЕ МНОГОМЕРНЫХ ПОЛИНОМОВ

А. О. Абрамов, И. М. Добуш, М. А. Песков, А. А. Самуилов,
Л. И. Бабак (научный руководитель)

Лаборатория интеллектуальных компьютерных систем,
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
lincol@mail.ru, igadobush@gmail.com, peskovma@sibmail.com, samuilovaa@gmail.com

Описана программа Indesys-MB для построения моделей элементов СВЧ монолитных интегральных схем на основе многомерных полиномов по результатам измерений параметров рассеяния. Программа реализована на базе универсальной платформы Indesys Framework.

Одним из приоритетных направлений развития современной радиоэлектроники является применение СВЧ монолитных интегральных схем (МИС). Для успешного проектирования СВЧ монолитных устройств находящиеся в распоряжении разработчика модели элементов [1] должны отражать особенности конкретной технологии изготовления МИС. Кроме того, модели должны быть параметризованными, т.е. позволять рассчитывать характеристики элементов при изменении их конструктивных и технологических параметров (например, геометрических размеров), а в случае активных приборов – также при изменении рабочих режимов.

Для описания электрических характеристик элементов СВЧ МИС обычно используются две группы моделей:

модели в виде эквивалентных схем (ЭС-модели);

аппроксимационные модели (в виде многомерных полиномов, нейронных сетей и т. д.).

ЭС-модели часто применяются в существующих системах автоматизированного проектирования (САПР) СВЧ устройств в качестве встроенных моделей пассивных и активных компонентов. Однако параметризация таких моделей затруднена, так как значения элементов ЭС должны быть некоторыми функциями конструктивных параметров и рабочих режимов, которые сложно получить.

Преимуществом в этом смысле обладают аппроксимационные модели. Исходными данными для их построения являются параметры рассеяния изготовленных по конкретной технологии активных или пассивных компонентов МИС (обычно тестовых структур), непосредственно измеренные либо полученные на основе электромагнитного анализа. Поэтому такие модели учитывают особенности технологии изготовителя МИС. Определение параметров рассеяния элемента проводится на дискретном множестве частот в узлах заданной сетки изменения его конструктивных (или других) параметров. Вычисление значений параметров рассеяния в промежуточных точках этого множества частот и конструктивных параметров (между узлами сетки) может быть выполнено с использованием того или иного вида многомерной аппроксимации. К достоинствам аппроксимационных моделей, помимо обеспечения параметризации, относятся также быстродействие, простота интеграции в существующие САПР, а также возможность автоматического построения моделей на основе формальных алгоритмов.

В настоящей статье описаны алгоритмы и программное обеспечение для построения моделей элементов СВЧ МИС на основе многомерных полиномов.

Для аппроксимации вещественной или мнимой части любого из параметров рассеяния элемента МИС используется дробно-рациональная функция вида:

$$h(X) = \frac{A(X)}{B(X)}, \tag{1}$$

где A и B – многомерные полиномы; $X = (x_1, x_2, ..., x_n)$ – вектор изменяемых параметров. Далее будем полагать, что параметр x_1 – это частота, а параметры x_2, ..., x_n – конструктивные параметры элемента.

Многомерный полином A можно представить как сумму мономов вида:

$$\sum a_{\alpha_1\alpha_2\ldots\alpha_n} x_1^{k_1} x_2^{k_2} \cdots x_n^{k_n}, \tag{2}$$

где k_1, …, k_n – вещественные степени переменных x_1, …, x_n в мономе; $a_{\alpha_1\alpha_2\ldots\alpha_n}$ – вещественный коэффициент монома; каждый из индексов α_i принимает значение 1, если переменная x_i присутствует в мономе, и значение 0 в противном случае. Аналогичную структуру имеет многомерный полином B.

Задача приближения сводится к нахождению таких значений коэффициентов и степеней переменных x_1, …, x_n в каждом мономе числителя и знаменателя (1), чтобы значения функции $h(X)$ как можно лучше воспроизводили заданные значения вещественной или мнимой части параметра рассеяния элемента в узлах сетки. При решении сформулированной задачи аппроксимации может быть использован среднеквадратичный или минимаксный критерий близости функций, алгоритм решения базируется на методе случайного поиска.

Программа Indesys-MB реализована на базе платформы Indesys Framework [2], которая разрабатывается в Лаборатории интеллектуальных компьютерных систем ТУСУР. Платформа Indesys Framework содержит общие механизмы, необходимые для реализации специфики данной предметной области: алгоритмы моделирования, оптимизации, задание ограничений, расчёт целевых функций, общий пользовательский интерфейс и т. д.

На рис. 1 представлена схема процесса разработки СВЧ МИС, в котором одним из ключевых этапов является построение моделей элементов с помощью программы Indesys-MB.

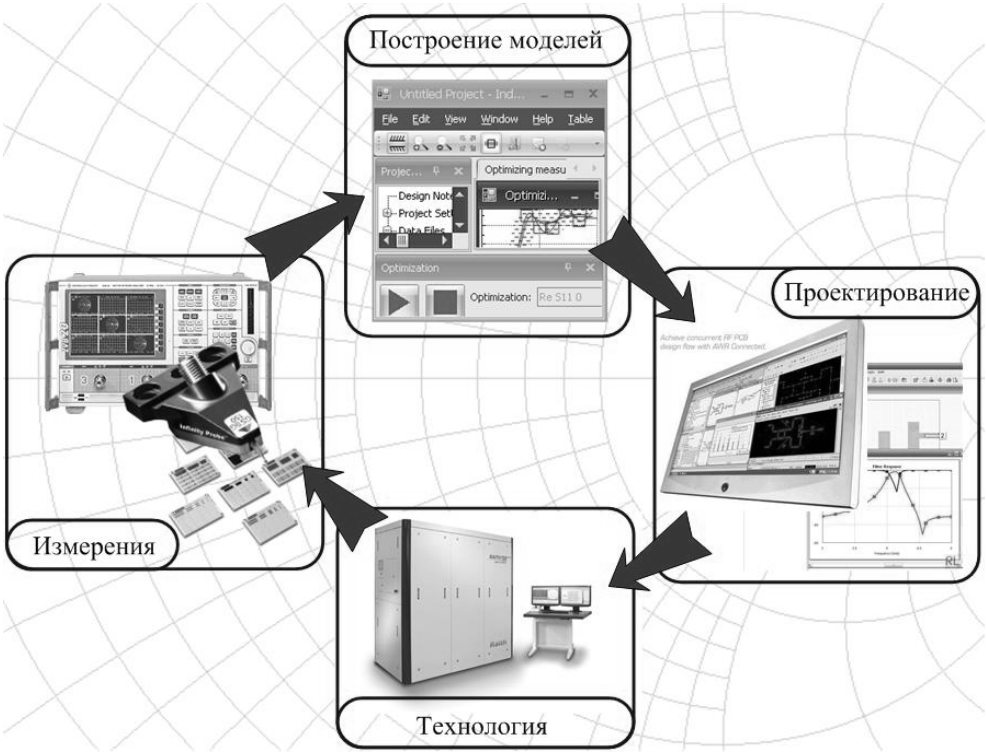


Рис. 1. Схема процесса разработки СВЧ МИС

Программа Indesys-MB предназначена для построения моделей элементов СВЧ МИС на основе многомерных функций вида (1). Процесс создания модели включает следующие этапы:

- получение исходного файла в стандартном формате MDIF, содержащего измеренные (рассчитанные) параметры рассеяния элементов СВЧ МИС на различных частотах при различных сочетаниях конструктивных параметров (рис. 1);
- задание вида функции (1), количества мономов числителя и знаменателя, диапазона варьируемых параметров;
- построение модели (1) по исходным данным, выполнение при необходимости оптимизации модели;
- верификация модели в промежуточных узлах сетки;
- получение математической модели элемента на языке C++ и последующая интеграция в САПР СВЧ устройств (рис. 1).

Программа Indesys-MB позволяет в реальном времени наблюдать за ходом решения задачи аппроксимации. Полученные данные могут быть представлены на графических диаграммах и в табличной форме, что позволяет произвести анализ полученных результатов и оценить ошибки аппроксимации при помощи удобного инструментария. На рис. 2 представлен вид главного окна программы Indesys-MB.

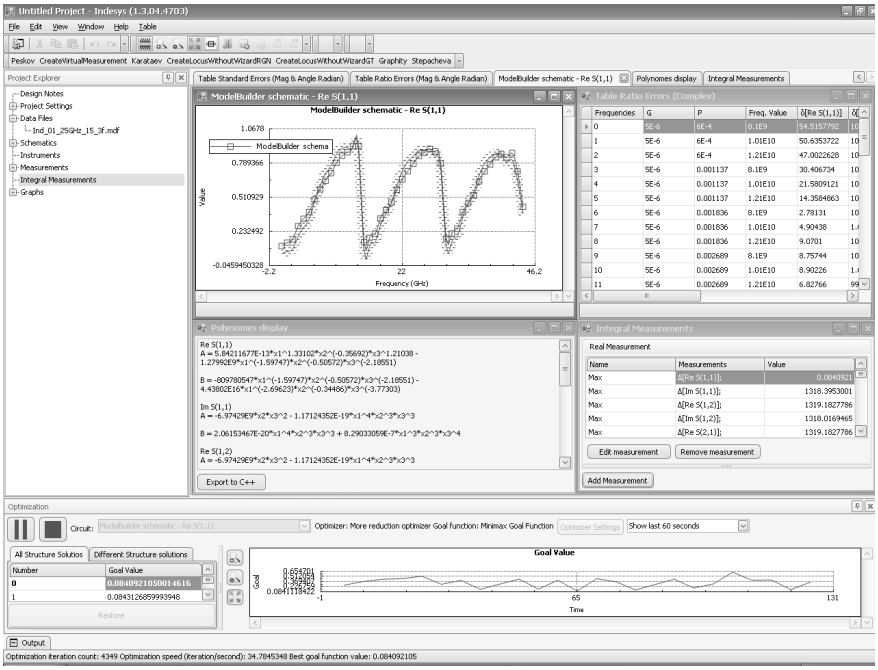


Рис. 2. Вид главного окна программы Indesys-MB

В качестве примера рассмотрим построение модели планарного резистора в активном слое для 0,18 мкм GaAs pHEMT технологии ED02AH фирмы OMMIC (Франция). В качестве исходных данных использовались параметры рассеяния элемента в частотном диапазоне 1–20 ГГц для 15 сочетаний значений конструктивных параметров – длины и ширины резистора. На рис. 3 графически представлена сетка значений конструктивных параметров резистора, ширина принимала три значения 10, 15 и 20 мкм, а длина – пять значений: 5, 10, 15, 20 и 25 мкм.

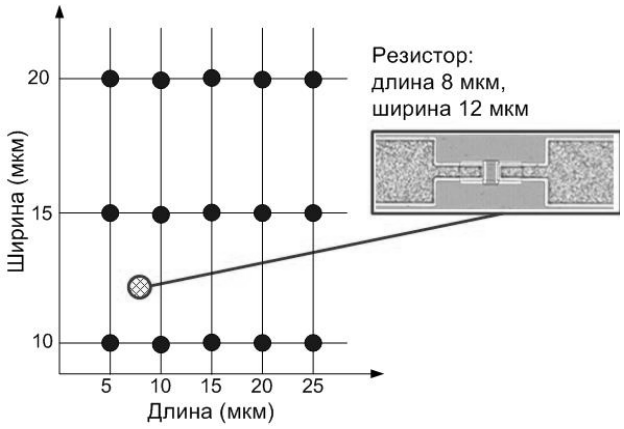


Рис. 3. Сетка значений конструктивных параметров резистора

Нахождение приближающей функции для действительной части параметра S11 резистора с использованием алгоритма случайного поиска заняло около 5 мин. Результаты, полученные при помощи программы Indesys-MB, представлены на рис. 4, а также в табл. 1 и 2. На рис. 4 показаны исходные и рассчитанные по модели значения действительной части ReS11 для всех сочетаний значений частоты и конструктивных параметров (иначе говоря, для всех состояний). В табл. 1 приведены максимальные погрешности вычисления ReS11 по модели в диапазоне 1 – 20 ГГц для всех сочетаний конструктивных параметров, а в табл. 2 - вид полученной приближающей функции.

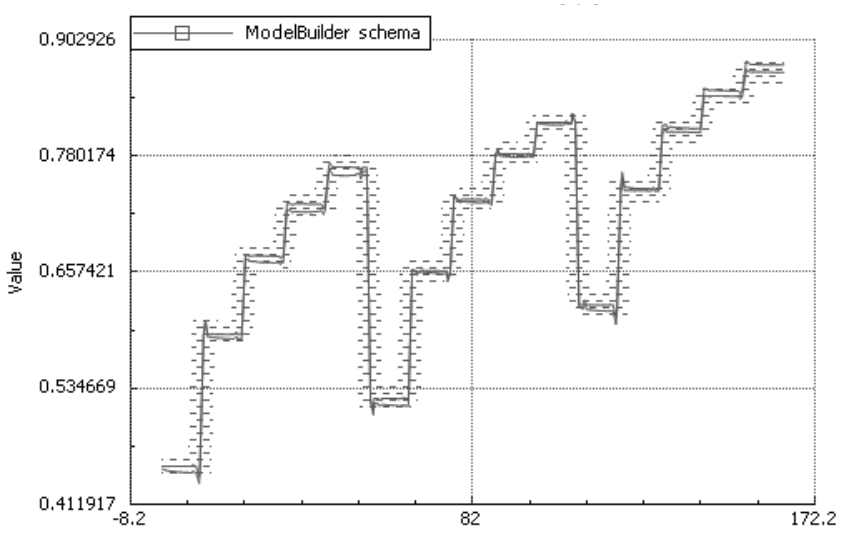


Рис. 4. Зависимость значений действительной части S11
от номера состояния (исходные данные ограничены пунктиром)

Таблица 1

Максимальные погрешности действительной части параметра S11

Характеристика	Относительная погрешность (%)	Абсолютная погрешность	Мин. значение характеристики
Re S(1,1)	1,54	0,0092	0,452

Таблица 2

Приближающая функция для действительной части параметра S11

Характеристика	Вид полиномов числителя и знаменателя функции (1)
Re S(1,1)	A=6.266E11*x1^0.802893*x2^1.29824*x3^3.34057+2.4681E23*x1^ (-3.118539)*x2^(-2.251288)*x3^0.260639 B=2.34372E23*x1^(-3.118539)*x2^(-2.251288)*x3^0.260639+ +5.55626E23*x1^(-3.112651)*x2^(-1.307409)*x3^(-0.519391)

На данном этапе программа Indesys-MB позволяет эффективно строить модели элементов СВЧ МИС на основе многомерных полиномов при количестве сочетаний конструктивных параметров (конструктивных состояний) не более 20. При увеличении количества конструктивных состояний и расширении частотного диапазона происходит значительное увеличение времени поиска решения. Поэтому следующим этапом работы является поиск и разработка более эффективных алгоритмов аппроксимации и оптимизации (на основе нейронных сетей, генетических алгоритмов и др.), а также дробление рабочего частотного диапазона на отдельные поддиапазоны.

Список литературы

1. Добуш, И. М. Исследование моделей элементов копланарных линий для проектирования СВЧ монолитных интегральных схем на основе GaAs / И. М. Добуш, А. А. Коколов, Л. И. Бабак // Всеросс. науч.-техн. конф. с междунар. участием «Современные проблемы радиоэлектроники». – Красноярск : Изд-во СФУ. – 2009.

2. Интеллектуальная система автоматизированного проектирования СВЧ-устройств INDESYS / Л. И. Бабак, С. Ю. Дорофеев, М. А. Песков и др. // Ежемесячный теоретический и прикладной науч.-техн. журн. «Информационные технологии». – М. : «Новые технологии». – 2009.

НОВЫЙ МЕТОД КАЛИБРОВКИ СИСТЕМ КОМПЬЮТЕРНОГО СТЕРЕОЗРЕНИЯ

Д. В. Иванов, М. В. Бакуров, Ю. В. Коловский (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: maddmr@yandex.ru

Рассмотрен способ калибровки системы компьютерного стереозрения, основанный на аппроксимации систематических искажений определения координат точек поверхности измеряемого объекта. В качестве инструментов используются методы подбора модели и методы нейросетевой аппроксимации. По результатам исследований проведен эксперимент.

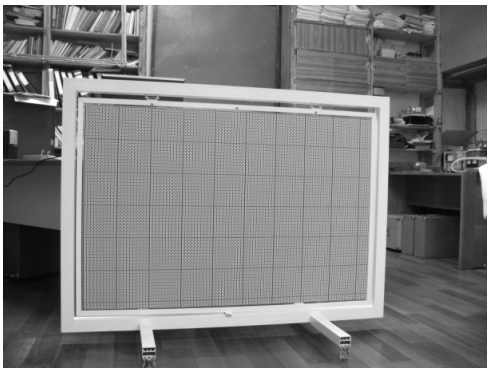
В связи с широким распространением систем компьютерного зрения и родственных им стереофотограмметрических систем, возникает необходимость снижения стоимости используемой элементной базы. Чаще всего, это приводит к отказу от специальных фотограмметрических камер с объективами, имеющими слабую дисторсию и применению, не предназначенных для проведения точных измерений, обычных бытовых фотокамер, обладающих рядом существенных недостатков, таких как сильная дисторсия, погрешности при производстве матрицы, непостоянство ряда параметров во времени.

Это наталкивает на необходимость разработки метод калибровки таких систем, способного учитывать все возможные источники искажений, годного как для лабораторной калибровки, так и для самокалибровки во время проведения измерения или контроля.

Метод, описанный в данной статье, основан на проведении серии измерений эталонного объекта, выделении систематической составляющей погрешности и ее аппроксимации. Для проведения эксперимента на реальных объектах, был создан лабораторный образец системы компьютерного стереозрения (рис. 1, *а*) и лабораторный образец тестового объекта (рис. 1, *б*), координаты точек поверхности которого известны заранее с точностью порядка 0,1 мм.



а



б

Рис. 1. Лабораторный образец: *а* – системы компьютерного стереозрения; *б* – тестового объекта

После калибровки фотокамер и системы [1], проведем серию измерений тестового объекта и сопоставим измеренные и известные координаты маркеров (рис. 2):

Как видно из рис. 2, даже при предварительной калибровке камер, результаты измерений несут в себе весьма значительную ошибку. Также видно, что ошибка эта имеет ярко выраженный систематических характер, что подтверждается [2]. Причины возникновения данной погрешности:

1) погрешность калибровки камер;
2) погрешности определения параметров взаимного ориентирования камер;
3) погрешности триангуляции при расчете координат.

Для аппроксимации данной погрешности, целесообразно использовать слоистую нейронную сеть, как показывают ранее проведенные исследования, ее возможности обеспечивают высокую точность компенсации ошибки триангуляции [3].

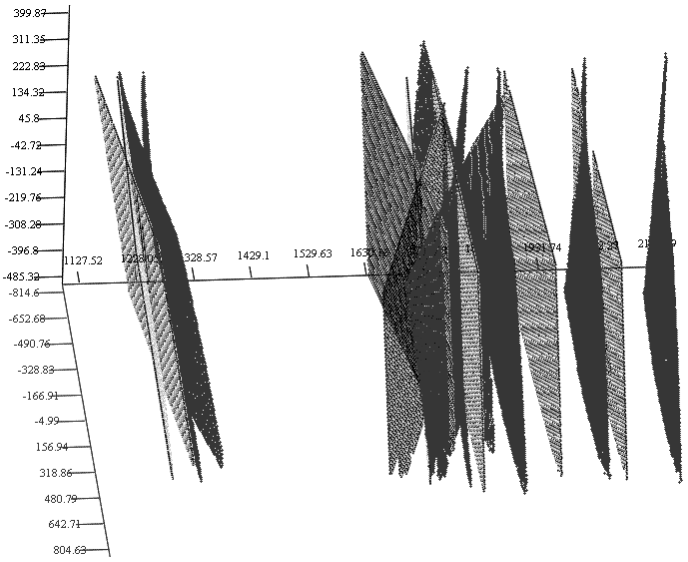


Рис. 2. Фрагмент серии измерений тестового объекта; светлым показано изначальное местоположение маркеров, темным – рассчитанные координаты

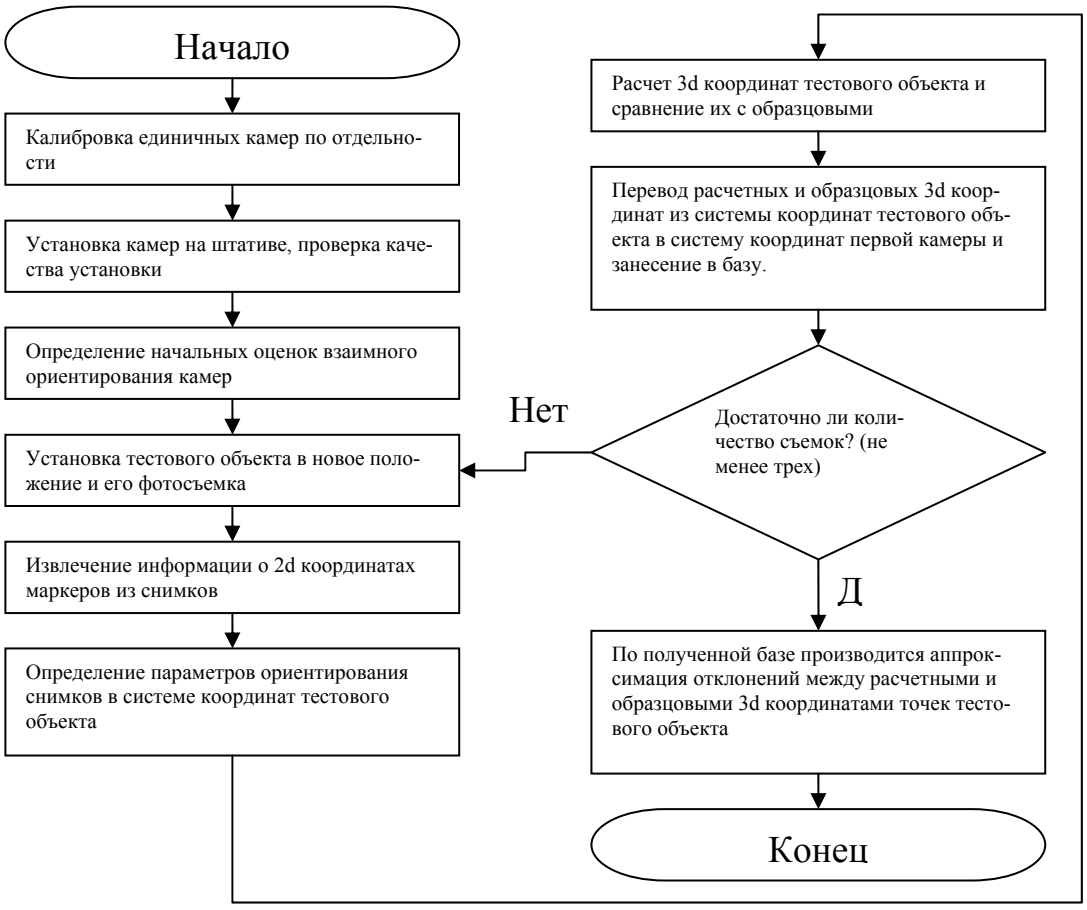


Рис. 3. Алгоритм калибровки системы компьютерного стереозрения

Структура разработанного алгоритма, для проведения калибровки, показана на рис. 3. Суть алгоритма состоит в создании учебника, данные которого основаны на погрешности между эталонными и расчетными координатами, и обучение по нему нейросети, компенсирующей данную погрешность.

Первым шагом алгоритма является калибровка фотокамеры. В порядке эксперимента по оценке влияния выбранного способа калибровки камеры на погрешность калибровки системы в целом, была произведена калибровка фотокамер следующими способами:

1) линейная калибровка камеры с определением параметров внутреннего ориентирования камеры,

2) нелинейная калибровка камеры с определением параметров внутреннего ориентирования и коэффициентов тангенциальной и радиальной дисторсии [4],

3) нейросетевая калибровка камеры с определением параметров внутреннего ориентирования и обучением нейронной сети компенсирующей дисторсию [5].

Результаты экспериментов собранны в табл. 1.

Таблица 1

Оценка влияния способа калибровки камеры на точность калибровки системы

Параметр	Способ калибровки		
	Линейная калибровка камеры	Нелинейная калибровка камеры	Нейросетевая калибровка камеры
СКО определения координат тестового объекта до калибровки системы, мм	10,369	1,975	2,169
Размер нейронной сети использованной для калибровки: слои×нейроны	11×3	11×3	11×3
СКО обучения нейронной сети, мм	0,898	0,000398	0,00456
СКО определения координат тестового объекта после калибровки системы, мм	1,501	0,250	0,301

Результат показывает, что использование нейронной сети для компенсации ошибки триангуляции приносит результат в виде снижения погрешности определения координат и дальнейшее повышение точности зависит только от погрешности, с которой известны координаты тестового объекта.

Список литературы

1. Форсайт, Д. А. Компьютерное зрение. Современный подход / Д. А. Форсайт ; пер. с англ. – М. : Изд. дом «Вильямс», 2004. – 928 с.

2. Бобир, Н. Я. Фотограмметрия / Н. Я. Бобир, А. Н. Лобанов, Г. Д. Федорук. – М. : Недра, 1974. – 472 с.

3. Киреев, О. С. Нейрокалибровка стереопары / О. С. Киреев // Математичні машини і системи. – 2005. – № 1. – С 13–25.

4. Иванов, Д. В. Определение точности калибровки цифровых фотокамер в фотограмметрических системах / Д. В. Иванов, Ю. В. Коловский // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. / СФУ. – Красноярск, 2007. – С. 493–496.

5. Иванов, Д. В. Новый метод анализа дисторсии фотограмметрических систем / Д. В. Иванов, Ю. В. Коловский // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. / СФУ. – Красноярск, 2009. – С. 330–333.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СПОСОБА ОБРАБОТКИ ФОТОИЗОБРАЖЕНИЙ В СИСТЕМЕ КОМПЬЮТЕРНОГО ЗРЕНИЯ

М. Ю. Иванова, Д. В. Иванов, Ю. В. Коловский (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроник СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: manya2006_88@mail.ru

Кратко рассматривается предложенный метод обработки фотоизображений системы компьютерного зрения, который позволяет с достаточной точностью закрыть пробельные места, на фотоизображении возникшие вследствие дисторсии, шумов, перспективных искажений, неравномерностью освещения и прочих факторов. Данный метод основан на методах цифровой обработки фотоизображений, методах аналитической и дискретной геометрии и на нейросетевом прогнозировании.

В настоящее время большое применение и, как следствие, развитие получили разнообразные системы компьютерного зрения, в том числе и применяемые для контроля состояния технических объектов. В рамках развития данных систем, решается ряд основных задач, таких как:

1) Задача распознавания образов и выделения информации из фото- или видеоизображений.

2) Задача контроля состояния объекта по текстурным свойствам его поверхности.

3) Задача контроля формы, отклонений формы, геометрии объекта.

4) Задача контроля движения.

Стоит отметить, что последние три задачи практически нерешаемы без решения первой задачи. В настоящей статье, мы постарались решить одну из главных проблем возникающих при решении данной задачи, а именно проблему потери части полезной информации из-за ряда факторов. Такой информацией могут быть координаты изображений маркеров объекта на снимке (см. рис. 1). Потеря маркеров может произойти по следующим причинам:

1. неравномерность освещения;
2. фотограмметрическая дисторсия;
3. перспективные искажения;
4. шумы;
5. посторонние артефакты на изображении;
6. другие факторы.

В ряде случаев, известные маркеры могут нести в себе информацию о местоположении «потерянных» соседних маркеров. К таким случаям относятся гладкие поверхности с упорядоченным расположением маркеров, например «шахматная доска». Также это применимо и для гладкой поверхности маркированной структурированным светом, структура которого упорядочена, и представляет собой, например, равномерную решетку (см. рис. 2).

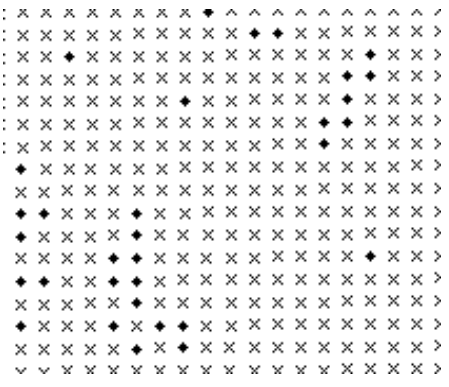


Рис. 1. Распознанные (x) и «потерянные» (●) маркеры, фрагмент изображения

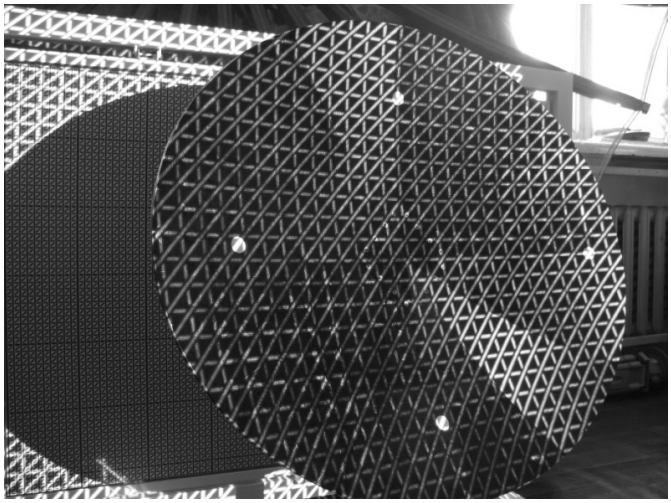


Рис. 2. Поверхность параболического рефлектора маркированная структурированным светом

В таких случаях существует закономерность, связывающая взаимное расположение маркеров с их пространственными координатами и, как следствие, координатами их изображений на снимке. В ряде случаев, данная закономерность может быть описанная математически. Например, в случае плоского объекта с нанесенной на него равномерной решеткой, имеет место взаимосвязь индексов узлов решетки с их пространственными координатами, и, как следствие, с координатами их изображений на снимке через уравнения проекции (1) [1].

$$\begin{bmatrix} u \\ v \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \\ 1 \end{bmatrix}, \tag{1}$$

где u, v – координаты изображений маркеров; x, y и z – координаты маркеров в пространстве; M – проекционная матрица 2x4. Соответственно, приняв маркер с индексами (0,0) за начало системы координат, и совпадение плоскости и осей объекта с плоскостью $XУ$ и осями X и $У$, о определим координаты маркеров через индексы в виде:

$$\begin{aligned} x &= i \cdot h \\ y &= j \cdot h \\ z &= 0 \end{aligned}.$$

Тогда выражение (1) примет вид:

$$\begin{bmatrix} u \\ v \end{bmatrix} = M \cdot \begin{bmatrix} i \cdot h \\ j \cdot h \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}. \tag{2}$$

Выражение (2) можно применять для прогнозирования местоположения нераспознанных маркеров плоских и близких к ним поверхностей. Для этого надо для известных маркеров составить систему уравнений из выражений (2) и решить ее численными методами определив проекционную матрицу M. Результаты прогнозирования можно использовать для повторного поиска ранее ненайденных маркеров.

Попробуем произвести прогнозирование нераспознанных маркеров для реальной фотографии плоского тестового объекта (рис. 3).

Для данного изображения, приняв шаг h = 12,7 мм, была найдена проекционная матрица M и спрогнозированы нераспознанные маркеры (рис. 4).

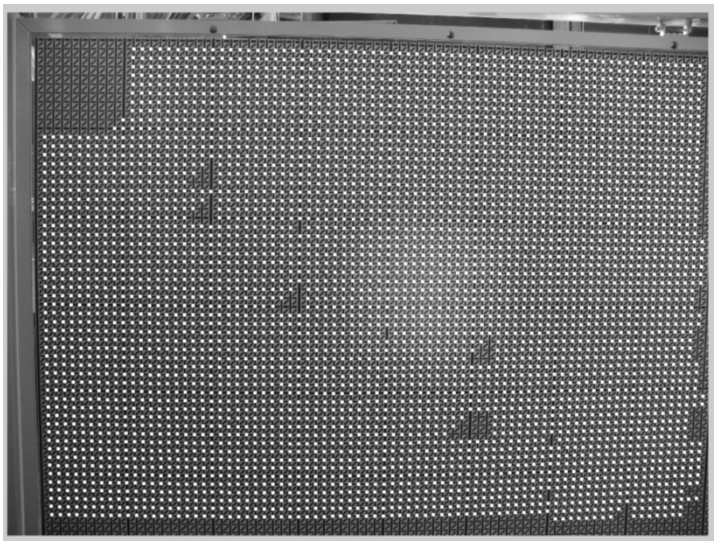


Рис. 3. Плоский тестовый объект, применяемый для калибровки камер

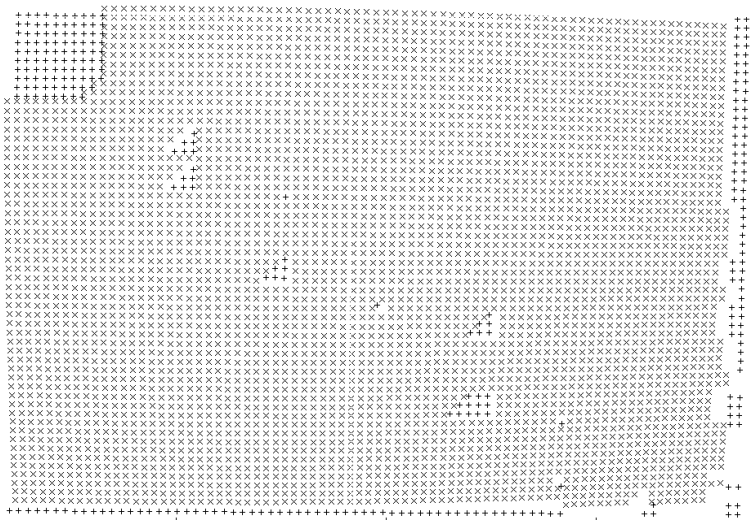


Рис. 4. Распознанные маркеры (x) и спрогнозированное местоположение нераспознанных (+)

По рис. 4 видна существенная погрешность данного метода, возникает она вследствие сильной фотограмметрической дисторсии использованной фотокамеры [2]. Решением этой проблемы может быть усложнение выражения (2) путем внесения в него выражений, описывающих фотограмметрическую дисторсию. Следствием этого станет необходимость проведения сложной многопараметрической оптимизации при нахождении проекционной матрицы M и параметров дисторсии камеры, что усложняет систему в целом и несет дополнительную погрешность. Альтернативой может быть применение нейросетевого прогнозирования координат нераспознанных маркеров.

В предыдущем случае, мы пытались найти взаимосвязь между индексами маркера и координатами их изображений, так же мы поступим и сейчас. При создании учебника для обучения нейросети входными значениями принимаются индексы маркеров, а выход-

ными их координаты на изображении. Параметры сети: слоистая 3 слоя по 11 нейронов и один слой на выход. Эти параметры были определены эмпирически во время эксперимента. Далее обучаем данную сеть, а затем с ее помощью прогнозируем численные значения координат нераспознанных маркеров, тем самым увеличивая количество данных извлекаемых из изображения.

Был произведен эксперимент по ранее использованным снимкам тестового объекта (рис. 3). При обучении нейросети погрешность обучения нейронной сети составила 0,005 пикс., тогда как погрешность обработки изображения – 0,04–0,05 пикс, дальнейший анализ по исключенным из учебника примерам, показал, что погрешность восстановления нераспознанных маркеров составляет – 0,03–0,08 пикс. в зависимости от разных областей изображения, что однако, позволяет сказать о достаточной точности прогнозирования нераспознанных маркеров (рис. 5). Для оценки влияния на 3d реконструкцию по снимкам с восстановленными маркерами были рассчитаны координаты плоского тестового объекта, дальнейший анализ показал, что внесение восстановленных маркеров не оказывает заметного влияния на погрешность рассчитанных 3d координат. Это позволяет говорить о том, что точность прогноза достаточна для того, что бы в ряде случаев использовать спрогнозированные маркеры не только для предварительной оценки местоположения нераспознанных маркеров, но и в качестве их координат.

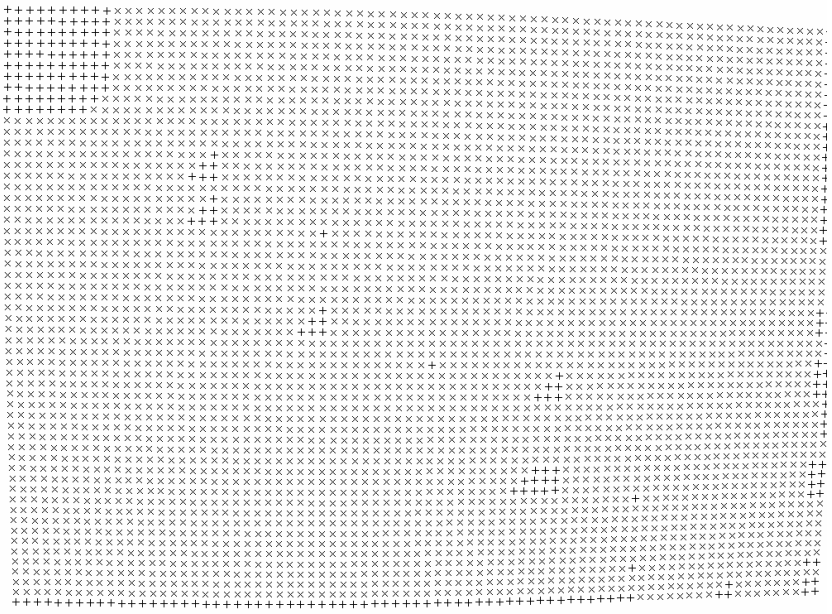


Рис. 5. Распознанные маркеры (x) и спрогнозированное местоположение нераспознанных (+)

Разработанная методика позволяет повысить количество информации извлекаемой из изображений и в настоящее время с успехом применяется как часть метода калибровки камер в системе «СКИФ».

Список литературы

1. Форсайт, Д. А. Компьютерное зрение. Современный подход / Д. А. Форсайт ; пер. с англ. – М. : Изд. дом «Вильямс», 2004. – 928 с.

2. Иванов, Д. В. Новый метод анализа дисторсии фотограмметрических систем / Д. В. Иванов, Ю. В. Коловский // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. / СФУ. – Красноярск, 2009. – С. 330–333.

АВТОМАТИЗИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ТЕСТИРОВАНИЯ МОДЕЛИ ВОСЬМИБИТНОГО КОДЕРА ХЕММИНГА

Р. М. Лапин, С. А. Жищенко, А. И. Мушта (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394026, Воронеж, Московский пр-т, 14
E-mail: lampus.lapin@gmail.com

Показан принцип автоматизированного тестирования цифровых устройств, промоделированных в САПР Altera MAX+PLUS II на примере восьмибитного кодера хемминга. Тестирование производится с помощью специально разработанной программы написанной на языке высокого уровня C и скрипта на языке сценариев командной оболочки bash под управлением операционной системы GNU/Linux

Постановка задачи. При разработке цифровых устройств часто возникает задача тестирования их программной модели. Большинство САПР цифровых устройств позволяют производить тестирование логических операций и внутренней синхронизации проектируемой логической цепи, а также временной анализ её работы. Но в случае устройств с большим количеством цифровых входов ручная проверка результатов временного анализа становится слишком трудоёмкой операцией, так как необходимо убедиться, что на выходах получаются верные логические значения для всех возможных комбинаций входных сигналов. Например, для устройства с восемью входами количество возможных комбинаций равно $2^8 = 256$, что для ручной проверки уже достаточно затратно по времени. К тому же может возникнуть ситуация когда необходимо проверить несколько аналогичных по функциям устройств но с различным количеством входов (например, логические элементы осуществляющие операцию XOR для 2,4,8 и так далее входов). В данном случае разумным шагом становится автоматизирование процесса тестирования модели цифровых устройств.

Автоматизация тестирования рассмотрена на примере модели разработанного восьмибитного кодера Хемминга, схема которого показана на рис. 1. Модель получена на основе составленных логических выражений:

$$P1 = D1 \text{ xor } D2 \text{ xor } D4 \text{ xor } D5 \text{ xor } D7;$$
$$P2 = D1 \text{ xor } D3 \text{ xor } D4 \text{ xor } D6 \text{ xor } D7;$$
$$P3 = D2 \text{ xor } D3 \text{ xor } D4 \text{ xor } D8;$$
$$P4 = D5 \text{ xor } D6 \text{ xor } D7 \text{ xor } D8;$$
$$Par = P1 \text{ xor } P2 \text{ xor } D1 \text{ xor } P3 \text{ xor } D2 \text{ xor } D3 \text{ xor } D4 \text{ xor } P4 \text{ xor } D5 \text{ xor } D6 \text{ xor } D7 \text{ xor } D8.$$

Имея данные логические выражения можно построить кодер для кода Хемминга [1, с. 35].

Для выполнения по поставленной задачи использовалась САПР Altera MAX+PLUS II запущенная под управлением операционной системы семейства GNU/Linux с использованием свободной реализации Win32 API wine.

Первое что необходимо сделать – перебрать все возможные значения на входах. В данном случае это значения, которые в десятичной системе счисления выражаются диапазоном чисел от 0 до 255. Проведя моделирование, мы получим временную диаграмму, часть которой показана на рис. 2.

Но в таком виде данные моделирования обработать не удастся потому, что собственный формат файлов используемый для хранения результатов моделирования в САПР Altera MAX+PLUS II, к сожалению, нигде не документирован и является закрытым. Но данная САПР поддерживает экспорт данных в TBL формат, который является достаточно понятным, а соответственно может быть легко обработан с помощью специализированной компьютерной программы.

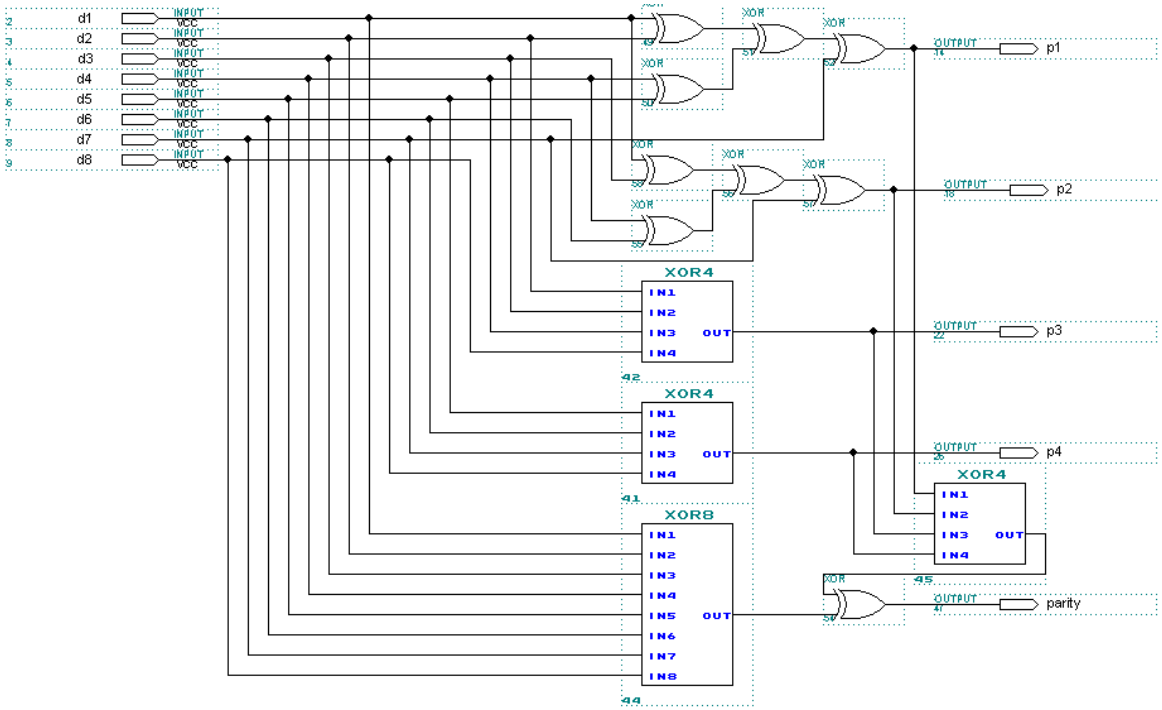


Рис. 1. Схема кодера для кода Хемминга

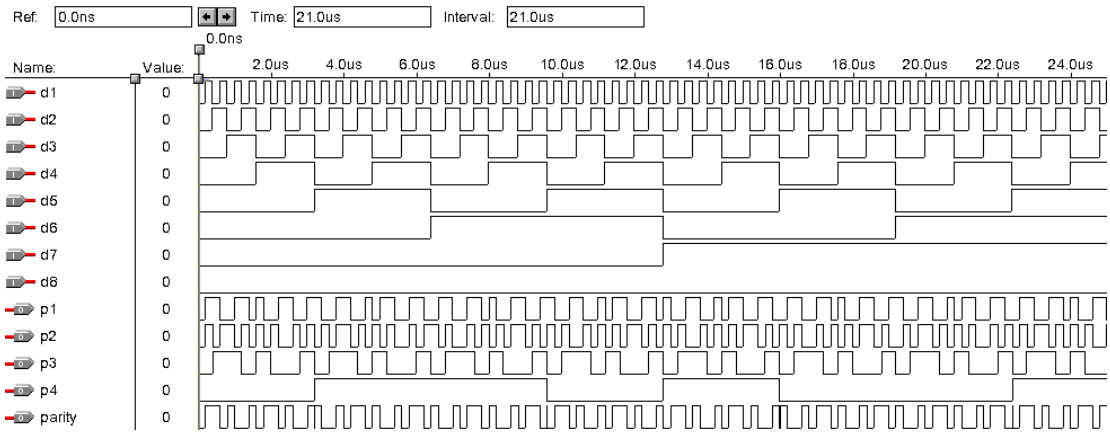


Рис. 2. Часть временной диаграммы для восьмибитного кодера Хемминга

Краткое описание TBL формата. TBL файл может содержать комментарии, которые начинаются и заканчиваются символом «%», всё, что находится между ними при обработке файла, должно игнорироваться. Также в нём содержатся различные параметры, задающиеся с помощью конструкции «[ИМЯ_ПАРАМЕТРА] [список_значений] ;». Существуют следующие параметры:

– INPUTS – задаёт названия входов участвующих в моделировании.

Пример: INPUTS d1 d2 d3 d4 d5 d6 d7 d8 ;

– OUTPUTS – задаёт названия выходов участвующих в моделировании.

Пример: OUTPUTS p1 p2 p3 p4 parity ;

– UNIT – единица измерения времени, может принимать значения ns, us, ms для наносекунд, микросекунд и миллисекунд соответственно.

Пример: UNIT ns ;

– PATTERN – данные моделирования в формате

«[время]> [список_значений_входов] = [список значений выходов]». Значения времени измеряются в единицах измерения времени указанном в параметре UNIT. Значения

входов и выходов указываются в порядке указанном в параметрах INPUTS и OUTPUTS соответственно.

Пример: PATTERN

```
    0.0> 0 0 0 0 0 0 0 0 = 0 0 0 0 0
  200.0> 1 0 0 0 0 0 0 0 = 0 0 0 0 0
  209.5> 1 0 0 0 0 0 0 0 = 0 1 0 0 0
  209.6> 1 0 0 0 0 0 0 0 = 1 1 0 0 0
;
```

Теперь, зная формат TBL, можно написать скрипт-парсер. Суть предлагаемой в работе методики тестирования заключается в следующем: пишется программа, которая реализует алгоритм работы тестируемого устройства, который мы будем считать эталонным, и получает первым параметром командной строки бинарное число, определяющее логические значения на входах устройства. В качестве результата работы программа должна выводить в стандартный вывод значения, которые ожидается получить при работе устройства по эталонному алгоритму. Написанная на языке С программа, реализующая эталонный алгоритм, может работать с различным количеством входов, которое определяется длиной первого параметра командной строки. Пример работы программы:

```
$ ./hem8_tester 10010110
10100
```

Первый символ в передаваемом параметре соответствует входу с названием d1, последний – входу d8. В полученном результате символы с первого по четвёртый соответствуют контрольным битам с p1 по p4, последний символ – бит чётности (parity). Такой порядок бит соответствует порядку определенному в TBL файле. Описание алгоритма работы программы реализующей эталонный алгоритм выходит за рамки данной статьи, так как её объём строго ограничен. Теперь остаётся лишь разработать скрипт, который будет перебирать все возможные входные значения и передавать их в качестве параметра программе реализующей эталонный алгоритм и сравнивать выходные значения, полученные от программы со значениями выходов в TBL файле.

Строка 3 – указывает программу, реализующую эталонный алгоритм, строка 4 – проверка количества входных аргументов. Если отлично от двух выдаём справку об использовании, строка 9 – перебор всех возможных значений на входах, строка 15 – сравнение выходных значений из файла временного анализа и эталонных значений.

Листинг скрипта (с указанием номеров строк):

```
1. #!/bin/bash
2. N=$1
3. TEST_PRG=./hem8_tester
4. if [ $# -ne 2 ]; then
5.    echo "Usage: $TEST_PRG <number_of_inputs> <tbl_file>"
6.    exit 0
7. fi
8. MAX=`echo "2^$N"|bc`
9. for((I=0; I<$MAX; I++))
10. {
11.    bin=`echo "obase=2; $I" | bc`
12.    test_bin=`printf "%#08d" $bin`
13.    echo -n "Testing data $test_bin: "
14.    simdata=`cat $2|sed 's/ //g'|grep ">$test_bin="|tail -n 1|cut -d "=" -f 2|sed 's/\r//g'`
15.    testdata=`$TEST_PRG $test_bin`
16.    if [ "$simdata" == "$testdata" ]
17.    then
```

```
18.       echo OK
19.    else
20.       echo "Error: SIM: $simdata TEST: $testdata"
21.    fi
22. }
```

Обсуждение результатов. Была разработана методика тестирования правильности работы комбинационных логических устройств. На её основании разработан скрипт, позволяющий производить автоматизированное тестирование цифровых устройств с различным числом входов в САПР Altera MAX+PLUS II. Замена программы реализующий эталонный алгоритм позволяет производить тестирование широкого спектра комбинационных логических устройств. Данная методика позволяет сократить затраты времени на тестирование.

Список литературы

1. Хемминг, Р. В. Теория кодирования и теория информации / Р. В. Хемминг ; пер. с англ. – М. : Радио и связь, 1983. – 176 с., ил.

2. Питерсон, У. Коды, исправляющие ошибки / У. Питерсон. – М. : Мир, 1964. – 593 с.

РАЗРАБОТКА БИБЛИОТЕК ЭЛЕМЕНТОВ В СРЕДЕ MICROWAVE OFFICE ДЛЯ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ИЗГОТОВЛЕНИЯ СВЧ МИС

А. С. Сальников, А. А. Коколов, Ф. И. Шеерман (научный руководитель)

Лаборатория интеллектуальных компьютерных систем,
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, г. Томск, пр. Ленина, 50
E-mail: ansalnikov@gmail.ru

Изложены результаты изучения библиотек элементов СВЧ монолитных интегральных схем (МИС) для среды проектирования Microwave Office, рассмотрены составные части библиотек. Показана возможность автоматизации получения топологии элементов и проверки её на правильность. Представлена методика построения библиотеки на примере отечественной 0,15 мкм GaAs pHEMT технологии изготовления СВЧ МИС. Рассмотрена возможность повышения точности моделирования за счет применения электромагнитного анализа, проводится сравнение экспериментальных данных и результатов моделирования.

Введение. Особенностью современного этапа развития радиоэлектронных систем (РЭС) СВЧ диапазона является все более широкое внедрение монолитных интегральных схем (МИС), в первую очередь на базе арсенида галлия (GaAs) и кремния на диэлектрике (SOI). Преимущества МИС заключаются в значительном улучшении основных технических показателей РЭС.

Поведение СВЧ элементов определяется законами электродинамики, поэтому при разработке МИС широко применяют электромагнитное (ЭМ) моделирование с помощью систем автоматизированного проектирования СВЧ устройств, таких как Microwave Office (фирма Applied Wave Research, США). Однако, успешное проектирование СВЧ монолитных устройств возможно только при учете особенностей конкретной технологии изготовления МИС. С этой целью зарубежные изготовители СВЧ МИС создают библиотеки топологических и электрических моделей элементов для каждой технологии (англ. название *PDK – process design kit*), которые интегрируются в системы моделирования СВЧ устройств. При разработке и внедрении отечественных технологий изготовления СВЧ МИС такие библиотеки требуется создавать заново [1].

Задачей данной работы является разработка методики построения библиотек элементов для отечественных технологий изготовления СВЧ МИС. В качестве САПР выбрана система Microwave Office (MWO) как одна из самых распространенных.

Общие сведения. Прежде всего следует отметить, что результатом проектирования СВЧ МИС является её послойная топология. Данные о технологии изготовления и топологиях отдельных элементов МИС закладываются в библиотеку. Это позволяет автоматизировать получение топологии МИС непосредственно из принципиальной схемы СВЧ устройства [2].

Таким образом, выделим две важнейшие *функции библиотеки*: 1) обеспечение точности моделирования МИС; 2) автоматизация получения топологии МИС для конкретной технологии.

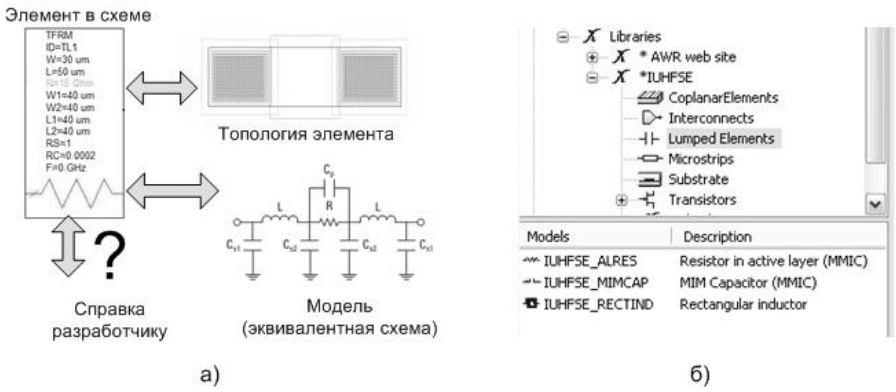


Рис. 1. Схема библиотеки: *а* – представление одного элемента; *б* – иерархия в среде MWO

Библиотека представляет собой набор отдельных компонентов – элементов МИС. Каждый компонент включает в себя электрическую модель, топологическую модель и справочную информацию, призванную помочь разработчику (рис. 1, *а*).

Ядром элемента являются его параметры, которые отображаются на схеме, устанавливают его связи с другими элементами, влияют на топологию. Элементы объединяются в группы по функциональному назначению, образуя определенную иерархию (рис. 1, *б*). Иерархическая структура повышает удобство работы с библиотекой. Пользователь выбирает группу и использует её элементы для включения в схему.

Вся конфигурация библиотеки задаётся набором файлов, которые передаются разработчику для интеграции в САПР. *Файлы библиотеки* можно условно разделить на 4 группы.

1. **Модели элементов** содержат данные и алгоритмы, необходимые для моделирования. Это могут быть эквивалентные схемы, экспериментально измеренные параметры, сложные нелинейные модели в виде программного кода.

2. **Топологии элементов** служат для автоматизированного получения топологии из принципиальной схемы. Топология может быть представлена в виде трафаретных ячеек, собранных в библиотеки, либо в виде программного кода.

3. **Служебные элементы** создают структуру, хранят данные об отображении слоёв, правилах экспорта, изображения нестандартных элементов (если таковые приняты для обозначения элементов), шаблон проекта (если последний необходим для специфических настроек).

4. **Дополнительные элементы** относятся к библиотеке опосредованно. К библиотеке можно подключить файл проверки топологии и справку по отдельным элементам.

Важной особенностью библиотеки для системы MWO является встроенная система проверки правильности топологии (англ. *DRC – design rule checking*). В систему включены определённые правила проверки топологии (например, минимальная ширина элемента), которые можно конфигурировать. В MWO имеется четыре механизма проверки топологии [3]:

1. Проверка топологических ячеек (топологий отдельных элементов). Встраивается в программную ячейку топологии элемента и контролирует ограничения для него.

2. Проверка соединительных линий. Отслеживает элементы, соединенные между собой в принципиальной схеме, но не состыкованные друг с другом в топологии.

3. Проверка пересечений между ячейками iNet.

4. Проверка многоугольников. Осуществляет проверку всей топологии, выявляет общие ошибки, такие как нарушение минимальной ширины, минимального расстояния между слоями и др. Записывается в DRC файл в виде текстовых команд.

Методика построения библиотеки. На основе исследования общих принципов интеграции библиотек в САПР предлагается следующая методика разработки библиотек элементов СВЧ МИС:

1. Изучение конкретной, уже устоявшейся технологии изготовления МИС. Выделение отдельных слоёв топологии. Определение перечня элементов и их изменяемых параметров, топологических и технологических ограничений.

2. Построение топологических представлений элементов МИС, характеризуемых в том числе изменяемыми параметрами, настройка ограничений топологии.

3. Проектирование и изготовление на полупроводниковой пластине тестовых элементов для данной технологии, которые представляют собой пассивные и активные компоненты МИС, а также вспомогательные элементы (например, отверстия, площадки, калибровочные структуры, тестовые модули для измерения технологических параметров и т. д.).

4. Зондовые измерения характеристик тестовых элементов. Построение электрических моделей пассивных и активных элементов МИС по результатам измерений. Настройка экспорта топологии элементов во встроенную программу ЭМ анализа, а также во внешний файл заданного формата для изготовления фотошаблонов.

5. Верификация библиотеки элементов.

6. Построение структуры библиотеки. Объединение отдельной информации по каждому элементу в единое целое и создание иерархии элементов.

7. Выпуск готовой библиотеки.

Стоит отметить, что практически каждый шаг из перечисленного списка является отдельной задачей, требующей своего решения. Поэтому построение библиотек является проблемой, требующей комплексного подхода, грамотного проектирования и тестирования, высокой точности измерений, а значит, и больших затрат. Однако, эффект от применения библиотек покрывает эти затраты.

На практике для создания библиотеки элементов в среде MWO требуется следующий инструментарий [4]. Во-первых, это набор библиотек SDK (Software Development Kit) и мастер создания моделей (Model Wizard), предоставляемые фирмой AWR лицензированным пользователям. Модуль SDK содержит заголовочные файлы для использования функций среды MWO, реализующих передачу параметров, регистрацию элемента в системе, рисование топологии и т.д. Мастер создания моделей генерирует заготовку для файлов моделей. Во-вторых, для сборки программных моделей и топологических представлений потребуется компилятор языка C++, например, MS Visual Studio. Кроме того, потребуется текстовый редактор для создания файлов структуры библиотеки, файла инициализации и файла проверки топологии, а также сама система MWO для построения более простых моделей и топологий, создания файлов нестандартных символов.

Использование ЭМ анализа при проектировании СВЧ МИС. После создания библиотеки проектировщик может воспользоваться возможностью ЭМ анализа разработанной топологии МИС, чтобы учесть влияние соседних элементов друг на друга и более точно спрогнозировать характеристики устройства. ЭМ анализ основан на численном решении уравнений Максвелла для каждой элементарной ячейки. Автоматический экспорт топологии МИС в программу полного ЭМ анализа осуществляется при помощи встроенного в MWO инструмента, который далее расставляет порты и моделирует получившуюся структуру с заранее выбранными настройками.

Следует отметить, что данный механизм имеет обратную связь, то есть при изменении топологии МИС и запуске нового анализа будет произведено перемоделирование устройства с учетом сделанных изменений. Использование такого инструмента дает разработчику возможность оптимизации топологии СВЧ МИС посредством ЭМ анализа. На рис. 2 представлена схема оптимизации: по принципиальной схеме устройства строится топология МИС, по полученной топологии строится трехмерная структура с заданными свойствами всех материалов. Для последней проводится ЭМ моделирование, по результатам которого корректируется топология МИС.

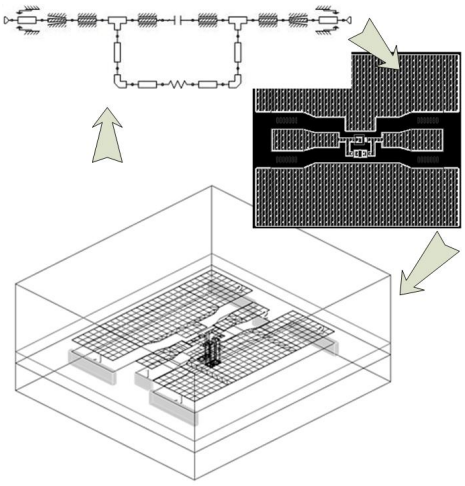


Рис. 2. Схема оптимизации СВЧ устройства с использованием ЭМ анализа

Пример построения библиотеки. На основе описанной методики была построена библиотека элементов для 0,15 мкм GaAs pHEMT технологии изготовления СВЧ МИС, разработанной в Институте СВЧ полупроводниковой электроники РАН (ИСВЧПЭ РАН, г. Москва). Первая версия библиотеки содержала базовые модели и топологические представления для элементов МИС, выполненных на базе микрополосковой техники. Позже библиотека была доработана – в неё были добавлены копланарные элементы, настроен автоматический экспорт в программу ЭМ анализа. Перечень элементов, имеющихся в библиотеке, приведен в табл. 1.

Таблица 1

Перечень элементов библиотеки

Группа	Элементы
Микрополосковые линии	Отрезок микрополосковой линии, изгиб, сужение, тройник, перекрестие
Межсоединения	Контактная площадка, сквозное отверстие
Сосредоточенные элементы	Резистор в активном полупроводниковом слое, МДМ конденсатор, спиральная квадратная катушка индуктивности
Копланарные элементы	Отрезок копланарной линии, изгиб, сужение, тройник, перекрестие, пассивные элементы в копланарном исполнении
Подложки	Копланарная и микрополосковые подложки, место для чипа
Транзисторы	Линейные и нелинейные модели транзисторов

При создании библиотеки на первом шаге были выделены особенности используемой технологии. Основным активным элементом является псевдоморфный гетероструктурный транзистор с высокой подвижностью электронов (pHEMT). Пассивные элементы перечислены в табл. 1. Варианты изготовления схем: копланарная, микрополосковая. В местах пересечения двух проводящих линий используются воздушные мостики.

На втором шаге были построены топологические ячейки, т. е. топологии отдельных элементов МИС. Для построения ячеек использовался встроенный редактор топологии MWO, а также специальный инструмент создания параметризированных ячеек «растяжитель ячеек» (англ. «Cell Stretcher»). Для квадратной спиральной индуктивности топологию нельзя получить линейным преобразованием какой-либо фигуры. Поэтому для неё был разработан алгоритм автоматизации рисования топологии и реализована программная ячейка в виде DLL библиотеки на языке C++.

На третьем шаге были спроектированы тестовые элементы для копланарной технологии. В качестве тестовых элементов использованы резистор, два типа конденсаторов, спиральная катушка индуктивности, RC-цепочка, несколько отрезков копланарной линии. Также были заложены несколько калибровочных структур и тестовых модулей для измерения параметров гетероструктуры.

На четвёртом шаге построены электрические модели пассивных и активных элементов МИС. Для пассивных элементов были использованы встроенные в MWO модели, параметры которых настроены в соответствии с технологическим процессом, а также модели в виде эквивалентных схем. Для построения нелинейных табличных моделей транзисторов применена методика, описанная в [5].

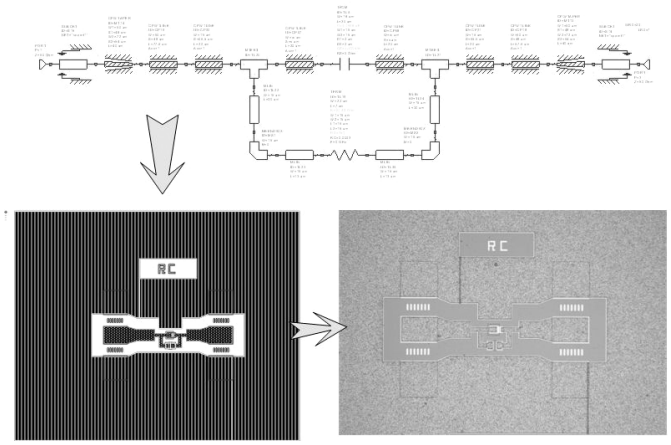


Рис. 3. RC-цепь в копланарном исполнении: *а* – принципиальная схема цепи в MWO;
б – полученная в MWO топология цепи; *в* – фотография участка тестовой пластины с RC-цепью

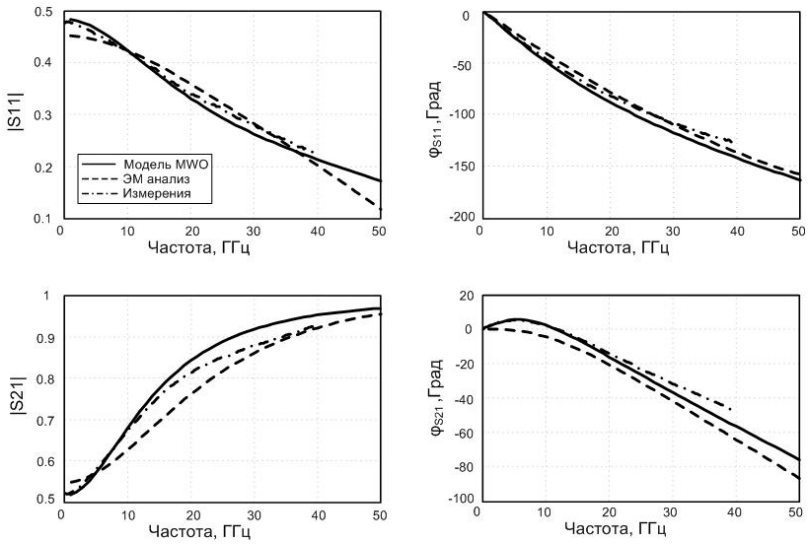


Рис. 4. Частотные зависимости S-параметров RC-цепи в копланарном исполнении

Для верификации и оценки точности полученных моделей на пятом шаге было проведено сравнение результатов моделирования и измерений тестовых элементов. В качестве примера на рис. 3 показан один из тестовых элементов – параллельная RC-цепь в копланарном исполнении (такая цепь часто применяется в качестве стабилизирующего и корректирующего звена в СВЧ усилителях мощности). На рис. 4 представлены результаты моделирования и измерений частотных зависимостей модуля и фазы параметров S11 и S21 RC-цепи. Расчет характеристик цепи выполнялся с использованием встроенных моделей MWO, а также ЭМ анализа. Как видно, в диапазоне частот до 40 ГГц отклонение результатов не превышает 15% по модулю и 15^0 по фазе.

Иерархическая структура библиотеки создается с помощью файлов формата .xml. Файл .ini используется для подключения созданной библиотеки к системе MWO.

Заключение. В статье предложена методика разработки библиотек элементов для отечественных технологий изготовления СВЧ МИС в САПР MWO. Приведен пример построения библиотеки элементов для опытной GaAs pHEMT технологии ИСВЧПЭ РАН. С помощью разработанной библиотеки был спроектирован однокаскадный усилитель мощности миллиметрового диапазона волн [6]. В дальнейшем будут проводиться верификация библиотеки и работа по совершенствованию моделей.

Список литературы

1. Шеерман, Ф. И. Проектирование СВЧ монолитных интегральных устройств на основе преобразования моделей элементов : автореф. дис. канд. техн. наук / Ф. И. Шеерман. – Томск, 2007. – 26 с.

2. R. Eliasson, A. Sundberg, A. Wall. Adaptation of a GMIC Process to Microwave Office Using a Process Development Kit from Applied Wave Research // Microwave Journal, 2007. -Vol. 50. - №3. - P. 130-143.

3. Applied Wave Research, «AWR Design Environment User’s Guide».

4. Шеерман, Ф. И. Создание библиотек моделей элементов СВЧ монолитных интегральных схем для системы Microwave Office / Ф. И. Шеерман, Л. И. Бабак // Сб. тр. 19-й Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – 2009. – С. 107–108.

5. Дмитриенко, К. С. Построение табличной нелинейной модели pHEMT транзистора / К. С. Дмитриенко, Л. И. Бабак // Сб. тр. 19-й Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – 2009. – С. 107–108.

6. Визуальное проектирование монолитного однокаскадного усилителя мощности Ка-диапазона на основе отечественной наногетероструктурной нанотехнологии / А. А. Коколов, И. М. Добуш и др. // В наст. сб.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ УМНОЖИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ НА ОСНОВЕ СИНТЕЗИРОВАННЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ РЕАКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ПО СУБМИКРОННОЙ ТЕХНОЛОГИИ

А. М. Сумин, А. И. Мушта (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394026, г. Воронеж, Московский пр-т, 14
E-mail: sumin.asu@gmail.com

Описан принцип построения параметрических умножителей частоты на основе синтезированных нелинейных реактивных элементах (СНРЭ). Проведено схемотехническое моделирование, представлены результаты полученные при исследовании.

Постановка задачи. Одной из причин, сдерживающих более широкое применение устройств на нелинейных реактивных элементах, является несовершенство элементной

базы. Элементная база нуждается в совершенствовании и развитии. Один из возможных путей в этом направлении – использование синтезированных нелинейных реактивных элементов, выполненных на основе управляемых ключей и линейных реактивных элементов. Достигаемый технический результат – повышение эффективности преобразования мощности сигнала входной частоты в мощность колебаний чётных гармоник.

Реализация задачи. В основе принципов построения СНРЭ лежат известные законы коммутации в цепях с одним накопителем энергии. Оптимальные условия коммутации ключа в цепях с одним накопителем энергии, алгоритм коммутации ключа, схемотехника синтезированных нелинейных реактивных элементов изложены в [2].

УЧ на СНРЭ эффективно работает как в области радиочастот, так и на низких частотах, как с достаточно большим коэффициентом умножения ($N \geq 5$), так и с малой кратностью умножения ($N = 2,3$). При этом для $N = 2$ возможен и широкополосный режим работы с малым уровнем побочных гармоник.

Изобретение относится к области радиоэлектроники и может быть использовано в качестве источника синусоидальных колебаний повышенной частоты.

Известен гармонический умножитель частоты [1]. Его недостатком является низкая эффективность, поскольку при воздействии на полупроводниковые диоды синусоидального колебания частоты ω, спектр тока, протекающий через нагрузочный резистор, определяется выражением

$$I_{\text{н}}(t) = I_0 + I_2\cos 2\omega t + I_4\cos 4\omega t + \ldots, \qquad (1)$$

где I_0 – постоянная составляющая тока; I_2, I_4 – амплитуды тока второй, четверной и др. четных гармоник.

Из (1) следует, что спектр тока наряду с четными гармониками 2ω, 4ω и т. д., создающими полезный эффект на нагрузочном резисторе, содержит и постоянную составляющую напряжения, образованную током I_0.

Отношение мощности N-й гармоники к мощности постоянной составляющей определяется соотношением

$$\frac{P_N}{P_0} \leq \left[\left(N^2 - 1\right)\right]^{-1}, \qquad (2)$$

где $P_0 = I_0^2 R_{\text{н}}$ – мощность постоянной составляющей; $R_{\text{н}}$ – номинал нагрузочного резистора.

Из (2) следует, что эффективность преобразования входной мощности частоты ω в мощность второй гармоники устройством [1] меньше 33 %. Эффективность преобразования для других гармоник еще ниже.

Таким образом эффективность преобразования мощности сигнала частоты ω в мощность четных гармоник мала из-за большой мощности постоянной составляющей P_0, возникающей в процессе преобразования частоты.

Изобретение [3] направлено на повышение эффективности умножителя частоты. На рис. 1 приведена схема данного умножителя частоты.

Гармонический умножитель частоты работает следующим образом.

Сигнал входной частоты ω, генерируемый задающим генератором 1, поступает на вход фазоинвертора 2. В результате на его синфазном выходе также образуется синфазное синусоидальное напряжение частоты ω

$$u_{\text{фс}} = U_{\text{фс}}\cos\omega t, \qquad (3)$$

где $U_{\text{фс}}$ – амплитуда напряжения синфазной составляющей на синфазном выходе фазоинвертора 2.

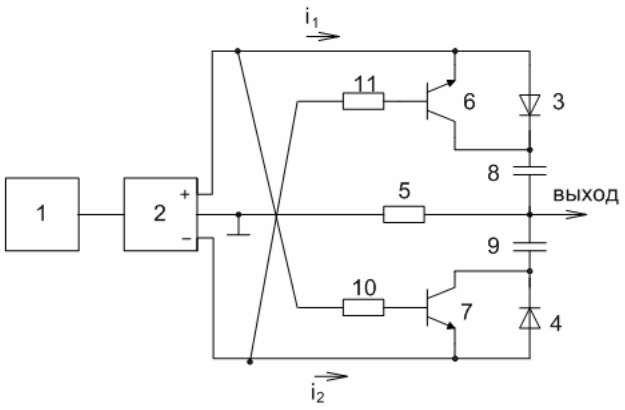


Рис. 1. Схема умножителя на основе СНРЭ

На противофазном выходе фазоинвертора 2 образуется противофазное синусоидальное напряжение

$$u_{\text{фп}} = U_{\text{фп}} \cos(\omega t + 180^0), \tag{4}$$

где $U_{\text{фп}}$ – амплитуда напряжения противофазной составляющей на противофазном выходе фазоинвертора 2, которое через второй резистор 11 передается на базу первого транзистора 6.

Одновременно напряжение (3) воздействует на первую последовательную цепь, состоящую из параллельно включенных первого транзистора 6 с полупроводниковым диодом 3, конденсатора 8 и нагрузочного резистора 5, создавая в этой цепи ток i_1.

При этом напряжение (4) воздействует на вторую последовательную цепь, состоящую из параллельно включенных полупроводникового диода 4 с транзистором 7, конденсатора 9 и нагрузочного резистора 5. По этой цепи протекает ток i_2.

В результате формируется ток

$$i_\Sigma = I_2' \cos 2\omega t + I_4' \cos 4\omega t + \dots, \tag{5}$$

где I_2', I_4' – амплитуды токов второй и четверной гармоник, который представляет периодическую функцию с периодом $T/2$, не содержащую постоянную составляющую тока, поскольку ее среднее значение $I_0 = 0$ за период колебаний, а состоит только из четных гармоник 2ω , 4ω и т. д.

Заявляемое устройство принципиально отличается от устройства [1] тем, что как следует из (5), не содержится постоянная составляющая тока I_0, которая в устройстве [1] значительно превышает амплитуды гармонических составляющих. Поэтому заявляемое устройство является генератором четных гармоник, предельная эффективность которого составляет 100 %.

Напряжение на выходе заявляемого устройства (рис. 1) определяется соотношением

$$u_{\text{вых}} = i_\Sigma \cdot R_{\text{н}}. \tag{6}$$

Как следует из (6), выходное напряжение повторяет форму суммарного тока i_Σ и близко к синусоиде частоты 2ω. Поэтому заявляемое устройство в первом приближении является удвоителем частоты.

Необходимо отметить, что в качестве фазоинвертора 2 можно использовать активную цепь, выполненную в виде парафазного усилителя с двумя противофазными выходами. Устройство работает в широкой полосе частот, поскольку в нем нет колебательных контуров.

Реализация пониженного уровня побочных гармоник в выходном колебании достигается использованием нагрузки в виде избирательной цепи. Однако полоса рабочих частот при этом, естественно, сужается.

Работа заявляемого устройства не критична к выбору параметров элементов его принципиальной схемы, поскольку устройство не содержит избирательных фильтров. Однако для эффективного подавления спектральной составляющей тока частоты ω, протекающий через нагрузочный резистор 5, необходимо обеспечить достаточно хорошую симметрию плеч схемы. Это прежде всего касается номиналов конденсаторов 8 и 9, а также равенство амплитуд напряжений $u_{фс}$ и $u_{фп}$, формируемых фазоинвертором 2.

Ниже представлены временные диаграммы работы умножителя на основе СНРЭ (рис. 2), фрагменты топологии кристалла приведены на рис. 3. Схемотехническое моделирование схем проводилось в САПР Cadence в технологии *xh*035 с длинной канала транзистора 350 нм. Моделирование проводилось на частотах 10, 50, 100 и 200 МГц с амплитудой входного сигнала 250 мВ при температуре 27 ^{0}С. В табл. представлены результаты моделирования спроектированной ячейки.

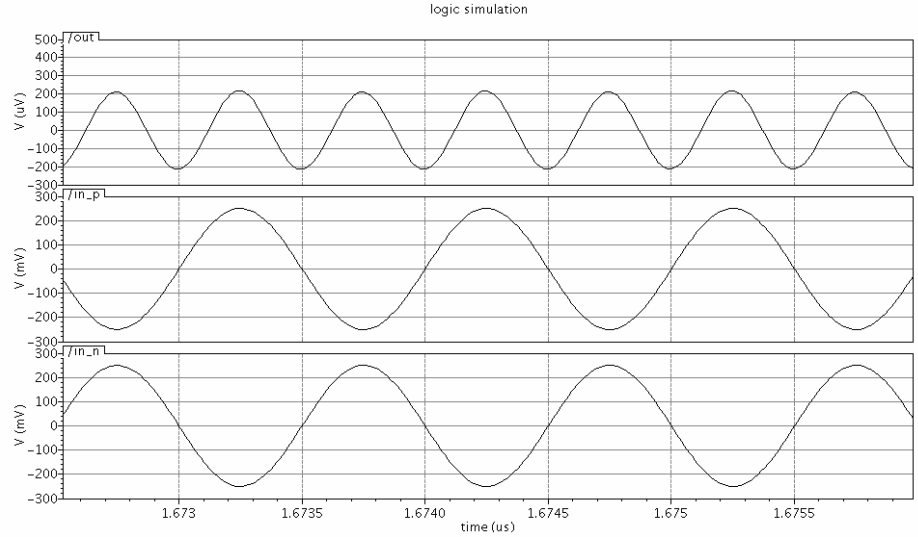


Рис. 2. Временные диаграммы работы умножителя на основе СНРЭ

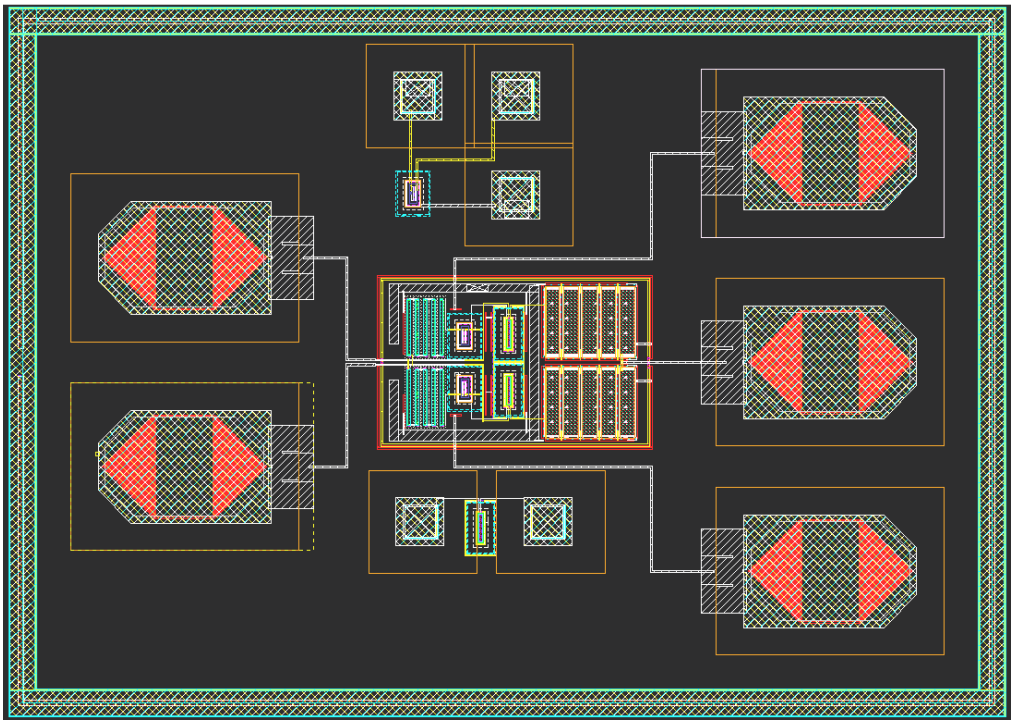


Рис. 2. Фрагмент топологии кристалла умножителя частоты на основе СНРЭ

Таблица

Результаты моделирования схем умножителя на основе СНРЭ

Уровень гармоник (1–9), дБ									$U_{ВЫХ}$, В
Частота 10 МГц									1,334E–7
–152,6	–169,9	–95,39	–170,7	–147,8	–157,9	–159,0	–156,1	–214,4	
Частота 50 МГц									2,359E–8
–154,1	–149,0	–85,58	–146,6	–143,4	–149,9	–158,3	–149,3	–163,5	
Частота 100 МГц									8,09E–8
–147,7	–146,7	–81,51	–148,4	–152,8	–164,7	–143,6	–148,2	–147,3	
Частота 200 МГц									1,587E–7
–142,5	–145,9	–79,53	–151,2	–142,5	–147,5	–143,7	–147,5	–152,1	

Вывод. Моделирование проводилось в малосигнальном режиме работы биполярных транзисторов. Согласно результатам, диапазонность ячейки сохраняется в широкой полосе частот (в диапазоне 10–200 МГц). Таким образом, заявляемое устройство превышает в несколько раз эффективность известных устройств умножения частоты и отвечает условию промышленной применимости.

Список литературы

1. Пат/ № 2292629 Российской Федерации, МКИ H03 B 19/00. Гармонических умножитель частоты / А. М. Бочаров, А. И. Мушта, О. П. Новожилов. – № 2005121752/09; опубл. 24.01.2007.

2. Бочаров, М. И. Синтезированные нелинейные реактивные элементы и некоторые возможности их применения / М. И. Бочаров, О. П. Новожилов // Радиотехника. – 1986. – № 5. – С. 29–31.

3. Пат/ № 23800822 Российской Федерации. Гармонический умножитель частоты / О. П. Новожилов, Ю. С. Балашов, М. И. Бочаров, А. М. Сумин, А. И. Мушта, Ю. В. Худяков.

УМНОЖЕНИЕ ЧАСТОТЫ БЕЗКОЛЕБАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ В БАЗИСЕ СУБМИКРОННОГО ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА

Д. В. Шеховцов, А. И. Мушта (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394026 Воронеж, Московский проспект, 14
Научно-исследовательский институт электронной техники
394042 Воронеж, Ленинский проспект, 119а
E-mail: wexwex@mail.ru

Проведен анализ схемных решений устройств умножения частоты, обоснована структура и построение пригодной для реализации в технологическом базисе с субмикронными топологическими нормами базовой бесфильтровой ячейки умножителя, представлен пример разработанной схемы и топологии ячейки с результатами моделирования.

Умножители частоты в настоящее время получили широкое применение в самых разнообразных видах радиоэлектронной аппаратуры. Достижения в области миниатюризации устройств и современные микро- и нанотехнологии позволили воплотить физическую реализацию умножителей частоты в виде топологии микросхемы, и, тем самым, существенно расширить область применения, как самих умножителей частоты, так и микросхем, в структуру которых входят умножители частоты. Микроэлектронное исполнение умножителей частоты, создание IP-блоков кратных преобразователей частоты является настоятельной научной и производственной задачей сегодняшнего дня.

Одной из довольно востребованных областей применения умножителей частоты являются всевозможные синтезаторы частот с различными типами архитектуры и генераторы опорных тактовых сигналов микропроцессоров. Использование умножителя частоты позволяет существенно упростить схемы этих устройств, повысив при этом их помехоустойчивость.

На сегодняшний день существует большое количество всевозможных схем умножения частоты гармонических колебаний. По принципу действия умножители частоты можно разделить на следующие типы [1]: на основе синхронизации автогенераторов (АГ); с использованием метода фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ); искажающего типа, на основе фильтрового и комбинационного методов.

Как известно, автогенераторы (АГ), работающие в режиме синхронизма, имеют узкую полосу рабочих частот, составляющую несколько процентов. Кроме этого их амплитудно-частотная характеристика не равномерна в рабочей полосе частот, а используемые типы автогенераторов содержат катушки индуктивности, что делает их реализацию в кремнии невозможной. Поэтому их основное применение – СВЧ-диапазон и более высокие частоты.

Принцип действия умножителей частоты искажающего типа, основан на искажении формы входного сигнала с помощью нелинейных элементов и последующем выделении нужной гармоники либо с помощью полосовых фильтров, либо путем компенсации побочных гармоник. В качестве нелинейных элементов в этих умножителях частоты используются диоды, активные элементы – транзисторы, а также нелинейные реактивные элементы: катушки индуктивности, варакторы, синтезированные нелинейные элементы и др.

Эффективность умножения диодных умножителей частоты низкая, кроме того они являются узкополосными, т. к. требуют применения полосового фильтра с высокой избирательностью.

В различных устройствах широко используются транзисторные умножители частоты. При этом используются как биполярные, так и полевые транзисторы, работающие с отсечкой тока. Обычно транзисторные умножители частоты работают на малом уровне мощности, что обусловлено невысоким КПД умножителей частоты.

В варакторных умножителях частоты нелинейным элементом является варактор – полупроводниковый диод с *p*-*n*-переходом, имеющим нелинейную вольт-кулонную характеристику суммарной емкости (барьерной и диффузионной). В идеальном случае варактор не имеет потерь, поскольку протекающий через емкость ток не содержит постоянной составляющей. Поэтому преобразование входной мощности с входа на выход осуществляется без потерь в соответствии с соотношением Менли-Роу. Основным недостатком использования варакторных умножителей частоты является наличие полосовых фильтров, что делает невозможным реализацию их в интегральном исполнении.

В основе принципов построения умножителей частоты на основе синтезированных нелинейных реактивных элементах (СНРЭ) лежат известные законы коммутации в цепях с одним накопителем энергии. Оптимальные условия коммутации ключа в цепях с одним накопителем энергии, алгоритм коммутации ключа, схемотехника синтезированных нелинейных реактивных элементов изложены, в частности, в [2].

Умножитель частоты на СНРЭ эффективно работает как в области радиочастот, так и на низких частотах, как с достаточно большим коэффициентом умножения ($N \geq 5$), так и с малой кратностью умножения ($N = 2,3$). При этом для $N = 2$ возможен и широкополосный режим работы с малым уровнем побочных гармоник. Для эффективной работы варакторных умножителей частоты на СНРЭ в интегральном исполнении необходимо использовать диодно-транзисторные ключи с малыми напряжениями насыщения и при небольших токах, что требует проведения дополнительных исследований.

Бесфильтровые умножители частоты являются наиболее оптимальными при реализации в интегральном исполнении. За счет применения новых технологических процессов

производства и элементной базы субмикронного диапазона интегральная реализация таких умножителей позволяет работать с довольно высокими частотами и обеспечивать необходимую чистоту выходного сигнала, занимая при этом минимальное пространство на кристалле.

Существует несколько способов реализации бесфильтрового умножителя частоты. Бесфильтровый умножитель частоты реализуется: с использованием компенсационного способа подавления побочных гармоник и применением нелинейных элементов с оптимальными характеристиками. Наиболее целесообразно идеальный умножитель частоты выполнять с кратностью умножения $N = 2$ компенсационным методом с использованием нелинейных элементов с квадратичной характеристикой, спектр которых содержит только две частоты: входную ω и выходную 2ω. Такие характеристики имеют варакторы с резким p-n-переходом, работающем в барьерном режиме и технологически реализуемом с высокой точностью требуемой нелинейности вольт-фарадной характеристики, а также полевые транзисторы с МОП структурой и управляющим *p*-*n*-переходом, проходная характеристика которых, также квадратичная.

В [3] предложена схема подобного умножителя, удваивающая частоту входного сигнала. Устройством формируется и выделяется вторая гармоника выходного сигнала, имеющего частоту вдвое большую входного. Все побочные нечетные гармоники подавляются, остальные четные имеют низкий уровень. Основное достоинство его заключается в возможности реализации в интегральном исполнении.

В схемах на варакторах, по сравнению со схемами на полевых транзисторах, коэффициент передачи меньше при одинаковых значениях токов, протекающих через нелинейные элементы. Кроме того, для создания оптимального режима работы в этих устройствах, требуется значительно больший уровень сигнала входной частоты.

Из всех существующих активных элементов наиболее перспективными в этом плане являются полевые транзисторы, обладающие квадратичными проходными характеристиками. В [4] предложена принципиальная схема умножителя, реализованного с использованием полевых транзисторов, включенных по схеме с общим истоком с характеристикой, описываемой полиномом Чебышева. В описываемом удвоителе частоты возможно появление побочных составляющих, обусловленных неидентичностью характеристик транзисторов, неравенством напряжений смещения, отклонения от квадратичной зависимости вольтамперных характеристик полевых транзисторов.

Более перспективным является использование умножителей частоты, выполненных на полевых транзисторах при включении с общим затвором [5]. В данном устройстве значительно расширен диапазон рабочих частот. Это обусловлено тем, что в схеме применена отрицательная обратная связь по току, за счет чего выходные характеристики транзисторов более линейны, при этом уменьшается уровень побочных гармоник, по сравнению со схемой включения транзисторов с общим истоком, и разброс по параметрам.

Таким образом, схемы удвоителей частоты, построенные как на полевых транзисторах, так и на варакторах без применения фильтров обеспечивают умножение частоты в широкой полосе частот, начиная с достаточно низких до высоких, включая СВЧ.

Ниже представлена, разработанная с учетом всех перечисленных выше соображений, на основе [6] и описанная в [1], схема и соответствующая ей топологическая реализация. Приведенные схема и топология разработаны на базе технологического процесса с топологическими нормами 350 нм. В качестве нелинейного элемента используется варактор, входящий в состав библиотеки элементов технологического процесса. Варактор и другие структурные компоненты схемы, а также их номиналы и параметры, выбирались в соответствии с приведенными в [6] расчетами и рекомендациями. Разработка схемы и топологии базовой ячейки, а также моделирование работы осуществлялось в пакете САПР Cadence. На рис. 1 представлена электрическая схема базовой ячейки умножения.

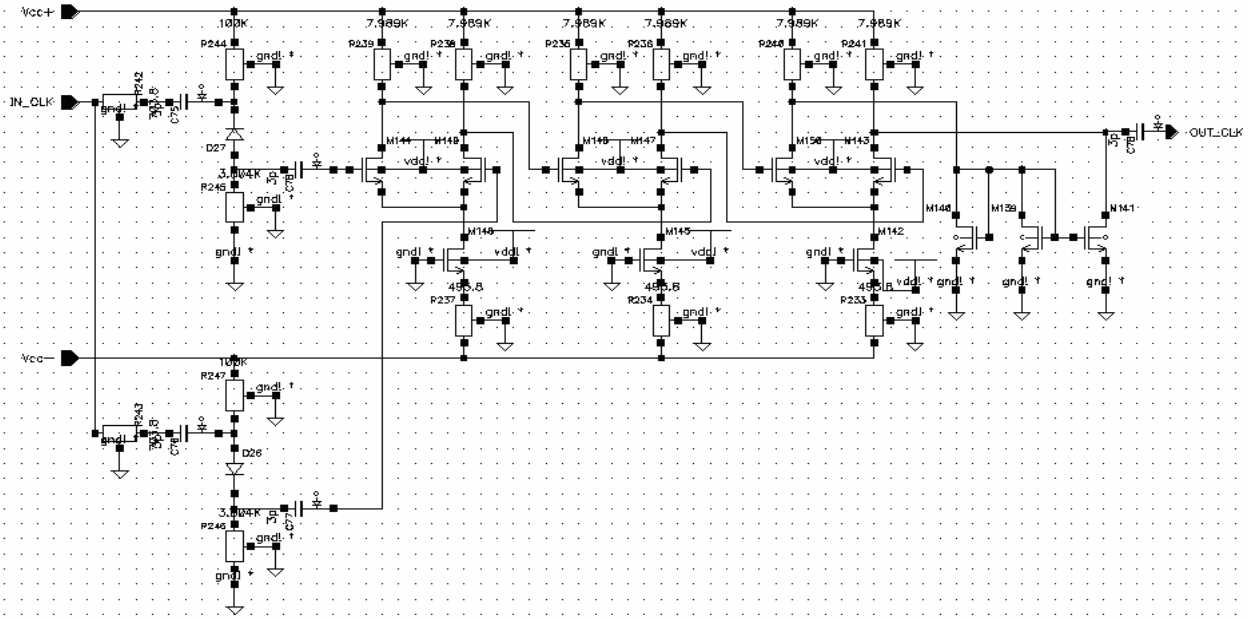


Рис. 1. Электрическая схема базовой ячейки умножения

В качестве выходного согласующего устройства используется дифференциальный каскад, подавляющий нечетные гармоники. Далее сигнал усиливается дополнительно двумя подобными каскадами и, преобразуясь при помощи выходной схемы токового зеркала в несимметричный вид, поступает на выход схемы.

Топология разрабатывалась согласно требованиям маршрута проектирования технологического процесса КМОП 350 нм с использованием библиотеки элементов и правил проверки топологии на соответствие нормам конструкторско-технологических требований. Следует отметить, что представленная схема и топология могут быть достаточно просто и быстро переведены в базис другого технологического процесса, имеющего нормы менее 350 нм, например 180 нм или 130 нм, при условии наличия в библиотеке этого процесса необходимых конструктивных элементов с требуемыми электрическими и технологическими параметрами. На рис. 2 представлен топологический вариант ячейки умножителя.

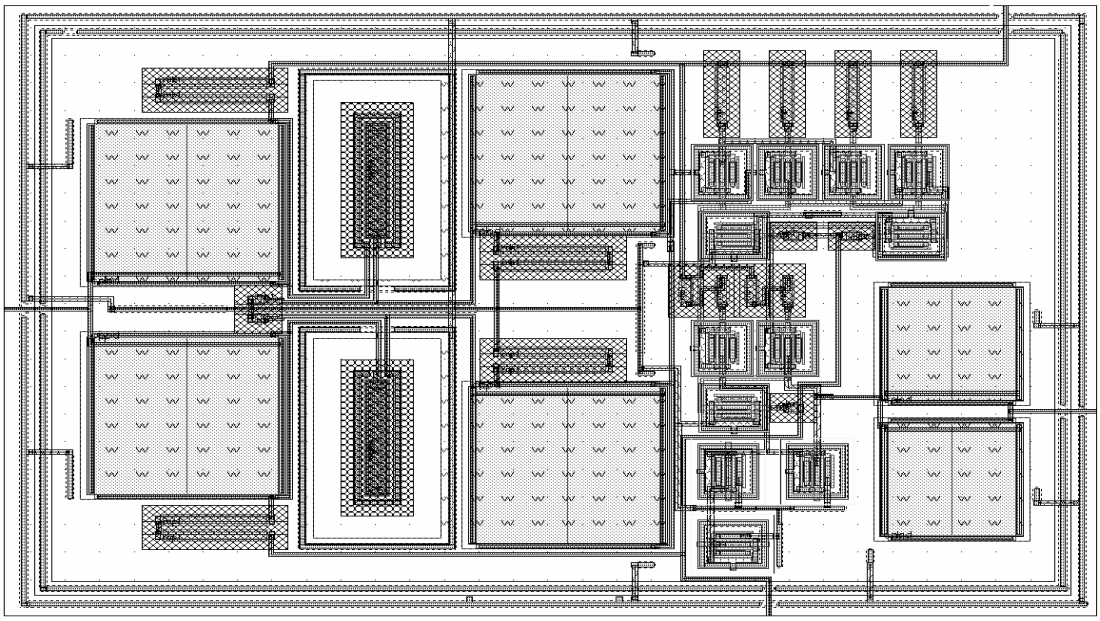


Рис. 2. Топология базовой ячейки умножителя частоты гармонического сигнала

В табл. представлены результаты моделирования работы схемы, экстрактированной из топологии базовой ячейки, с учетом паразитных элементов, для типовой и предельных температур и при различных частотах входного сигнала. Уровни побочных гармоник рассчитаны относительно уровня входного сигнала.

Таблица

Результаты моделирования работы базовой ячейки умножителя

Частота входного сигнала, МГц	Частота выходного сигнала, МГц	t, ^{0}C	Уровень гармоник, дБ	
			$\Delta_{4,1}$	$\Delta_{6,1}$
10	20	–40	–91,31	–124,4
		27	–91,96	–124,6
		85	–92,58	–124,8
25	50	–40	–83,75	–117
		27	–84,29	–116,7
		85	–84,91	–116,3
50	100	–40	–79,18	–101,9
		27	–79,3	–112,4
		85	–79,59	–109,8
100	200	–40	–76,77	–88,68
		27	–76,17	–109,1
		85	–75,79	–109,5
250	500	–40	–77,8	–82,9
		27	–77,88	–98,26
		85	–76,34	–109,9

Заключение. Проведенный анализ известных устройств умножения частоты показал целесообразность применения схем умножения частоты без использования колебательных систем для построения умножителей в базисе технологического процесса с субмикронными нормами. Представленная в качестве примера разработанная базовая ячейка умножителя обеспечивает приемлемый уровень подавления помех и пригодна для использования в разработках с применением субмикронных технологических процессов.

Список литературы

1. Отчет о научно-исследовательской работе «Разработка схемных решений и топологических решений устройств параметрического умножения частоты гармонических колебаний, выполненных для телекоммуникационных «систем на кристалле». – ВГТУ, Воронеж, 2007.

2. Бочаров, М. И. Синтезированные нелинейные реактивные элементы и некоторые возможности их применения / М. И. Бочаров, О. П. Новожилов // Радиотехника. – 1986. – № 5. – С. 29–31.

3. Пат. 2292629 Российской Федерации, МКИ H03 B 19/00. Гармонический умножитель частоты / А. М. Бочаров, А. И. Мушта, О. П. Новожилов. – № 2005121752/09; заявл. 11.07.2005; опубл. 27.01.2007; Бюл. № 3. – 7 с.: ил.

4. Махов, М. Е. Умножитель частоты на полевых транзисторах / М. Е. Махов // Радиотехника. – 1974. – № 9. – С. 96–97.

5. Пат. 2257665 Российской Федерации, МКИ H03 B 19/06. Гармонический умножитель частоты / М. И. Бочаров. – № 2004106839/09; заявл. 09.03.2004; опубл. 27.07.2005; Бюл. № 21. – 6 с.: ил.

6. Пат. 2292629 Российской Федерации, МКИ H03 B 19/00. Гармонических умножитель частоты / А. М. Бочаров, А. И. Мушта, О. П. Новожилов. № 2005121752/09; опубл. 24.01.2007.

Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ»

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ NETWORK SIMULATOR 2 ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПОТОКОВ В IP-СЕТЯХ

О. П. Щербакова, К. Э. Гаипов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660097, Красноярск, ул. Дубровинского, 52-32
E-mail: Niya18@mail.ru

Ни для кого не секрет, что в настоящее время основным стандартом передачи данных между компьютерными сетями и, между компьютерами в частности, является стек протоколов TCP/IP. Он получил такую популярность в связи со своей универсальностью, так как посредством него может передаваться различная информация между пользователями, использующими разнообразное аппаратное и программное обеспечение.

Стек TCP/IP включает в себя протоколы разных уровней модели BOC. Каждый уровень в этой модели соответствует одному уровню функциональных возможностей сети. Наиболее интересным нам представляется транспортный уровень, так как в рамках данной статьи мы коснемся проблемы оптимизации трафика. И поэтому следует упомянуть, что основными протоколами транспортного уровня стека TCP/IP являются протоколы TCP и UDP. Собственно, потоки протокола UDP мы и будем использовать для дальнейшего моделирования.

Для воссоздания потоков UDP мы воспользуемся средствами имитационного моделирования. А именно построим сеть, состоящую из двух систем массового обслуживания типа M/M/1/N в программе Network Simulator2. Топология сети приведена на рис. 1.

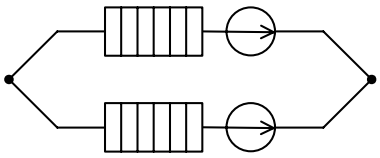


Рис. 1.

Исходя из определений, которые дает теория массового обслуживания, для описания СМО используются следующие параметры:

λ – интенсивность поступления пакетов;

μ – интенсивность обслуживания пакетов;

ρ – загрузка СМО.

$$\rho = \frac{\lambda}{\mu}. \tag{1}$$

Тогда среднее число пакетов в системе

$$\bar{N} = \frac{\rho}{1-\rho}. \tag{2}$$

Формула (2) справедлива только при очень большом буфере, то есть фактически для системы M/M/1. В связи с этим допущением нам нужно оптимизировать сеть так, чтобы число пакетов системе стало минимальным. Для этого необходимо задать целевую функцию и некоторые граничные условия

$$F(\lambda_2) = \frac{\frac{\Lambda - \lambda_2}{\mu_1}}{1 - \frac{\Lambda - \lambda_2}{\mu_1}} + \frac{\frac{\lambda_2}{\mu_2}}{1 - \frac{\lambda_2}{\mu_2}}, \quad (3)$$

где $\Lambda = \lambda_1 + \lambda_2$; λ_1 – интенсивность поступления пакетов в СМО1; λ_2 – интенсивность поступления пакетов в СМО2; μ_1 – интенсивность обслуживания пакетов в СМО1; μ_2 – интенсивность обслуживания пакетов в СМО2.

Граничные условия:

$$\begin{cases} \Lambda - \lambda_2 \geq 0, \\ \dfrac{\Lambda - \lambda_2}{\mu_1} < 1, \\ \dfrac{\lambda_2}{\mu_2} < 1. \end{cases} \quad (4)$$

Целевая функция была решена графическим методом. Были заданы исходные данные: $\Lambda = 100$, $\mu_1 = 75$, $\mu_2 = 40$. И получены интенсивности поступления пакетов на входы СМО: $\lambda_1 = 66{,}3$, $\lambda_2 = 33{,}7$.

Теперь мы можем приступить непосредственно к моделированию на ns2. Структурная схема исходной сети, адаптированная под ns2, изображена на рис. 2. Она состоит из трех узлов, двух линий, двух источников трафика, создающих потоки с интенсивностями λ_1 и λ_2, и двух приемников трафика.

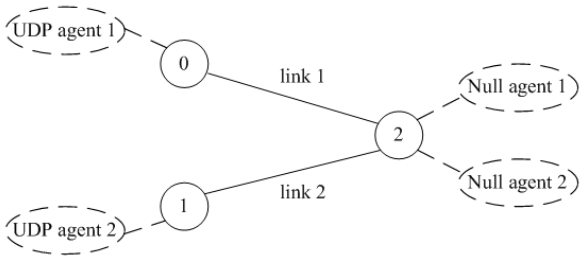


Рис. 2

На первый взгляд может показаться, что здесь реализована топология отличная от приведенной ранее. На самом деле это не так. Для удобства моделирования и во избежание сложных алгоритмов маршрутизации мы разнесли входной узел на два узла и к каждому из них подключили источник трафика. Эти источники трафика моделируют входящие потоки с экспоненциальным распределением между вызовами и экспоненциальным распределением длины пакетов.

```
set ns [new Simulator]

set tf [open out.tr w]
$ns trace-all $tf

set la1 66.3
```

```
set mu1 75
set la2 33.7
set mu2 40
set qsize 1000

set n0 [$ns node]
set n1 [$ns node]
set n2 [$ns node]

set link1 [$ns simplex-link $n0 $n2 2Mb 0ms FQ]
$ns queue-limit $n0 $n2 $qsize
set link2 [$ns simplex-link $n1 $n2 3Mb 0ms FQ]
$ns queue-limit $n1 $n2 $qsize

set InterArrivalTime1 [new RandomVariable/Exponential]
$InterArrivalTime1 set avg_ [expr 1/$la1]
set pktSize1 [new RandomVariable/Exponential]
$pktSize1 set avg_ [expr 100000.0/(8*$mu1)]

set InterArrivalTime2 [new RandomVariable/Exponential]
$InterArrivalTime2 set avg_ [expr 1/$la2]
set pktSize2 [new RandomVariable/Exponential]
$pktSize2 set avg_ [expr 100000.0/(8*$mu2)]

set src1 [new Agent/UDP]
$src1 set packetSize_ 100000
$ns attach-agent $n0 $src1

set src2 [new Agent/UDP]
$src2 set packetSize_ 100000
$ns attach-agent $n1 $src2

set qmon [$ns monitor-queue $n0 $n2 [open qu1.out w] 1]
[$ns link $n0 $n2] queue-sample-timeout
set qmon [$ns monitor-queue $n1 $n2 [open qu2.out w] 1]
[$ns link $n1 $n2] queue-sample-timeout

proc finish {} {
global ns tf
$ns flush-trace
close $tf
exit 0
}

proc sendpacket1 {} {
global ns src1 InterArrivalTime1 pktSize1
set time [$ns now]
$ns at [expr $time + [$InterArrivalTime1 value]] "sendpacket1"
set bytes [expr round ([$pktSize1 value])]
$src1 send $bytes
}

proc sendpacket2 {} {
```

```
global ns src2 InterArrivalTime2 pktSize2
set time [$ns now]
$ns at [expr $time + [$InterArrivalTime2 value]] "sendpacket2"
set bytes2 [expr round ([$pktSize2 value])]
$src2 send $bytes2
}

set sink1 [new Agent/Null]
$ns attach-agent $n2 $sink1
$ns connect $src1 $sink1

set sink2 [new Agent/Null]
$ns attach-agent $n2 $sink2
$ns connect $src2 $sink2

$ns at 0.0001 "sendpacket1"
$ns at 0.0001 "sendpacket2"
$ns at 100 "finish"

$ns run
```

В результате моделирования в NS2 UDP трафика можно отметить следующие особенности, при расчете в формуле (2) учитывается весь размер переданного пакета, а в симуляторе – только часть передаваемого пакета, который все еще находится в очереди. Из-за этого результаты моделирования оказываются ниже расчетных примерно на 0,5 пакета.

Размер смоделированного UDP пакета округляется до 1кБ, так как этот размер UDP пакета используется по умолчанию. В связи с этим, значение μ оказывается немного меньше заданного изначально. Для того чтобы это исправить, нужно изменить размер UDP пакета по умолчанию, например, до 100000 бит. Что мы и сделали в строке $src1 set packetSize_ 100000.

Список литературы

1. Fall K., Varadhan K. The ns Manual (formerly ns Notes and Documentation). – 2009. 430c.

2. Altman E., Jimenez T. NS Simulator for beginners. – 2003. 146c.

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕНЗОРНОГО МЕТОДА АНАЛИЗА ДЛЯ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ОПТИМИЗАЦИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ

М. А. Шаян, К. Э. Гаипов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660100, Красноярск, ул. Чкалова, 39а-26
E-mail: championing@mail.ru

В настоящее время уже практически в каждой семье есть интернет, и говорить о повсеместном развитии сетей передачи данных не имеет смысла. Внедрение глобальных сетей осуществляется все более быстрыми темпами, и количество пользователей постоянно растет вместе с их не менее интенсивно увеличивающимися потребностями.

Современная сеть передачи имеет крайне разветвленную и сложную структуру, включающую в себя как самих абонентов, так и различные серверы, оборудование, обслуживающее нагрузку. Каждый конечный узел представляет собой источник и приемник. И каждый провайдер стремится обеспечить требуемое качество обслуживания.

По сети передается огромное количество трафика, чувствительного к задержкам (например, голосовая и видеосвязь), при этом в большинстве районов довольно длительное время не меняется ее архитектура для обслуживания большего количества абонентов. Большинство проблем возникает из-за того, что на каких-то участках происходит перегрузка каналов (здесь потребитель и остается недоволен), в то время, как другие остаются недогруженными, а то и свободными.

Компании, занимающиеся предоставлением услуг связи, за последние годы получали дополнительную прибыль за счет увеличения количества абонентов, подключения новых точек, то есть расширения сети, но затем наступает такой момент, что дальнейшее расширение невозможно. При наступлении такого момента и возникает задача снижения издержек и предоставление максимально качественного обслуживания при минимальных затратах, и та компания, которая как можно ближе к этому приблизится и выиграет на рынке. Следовательно, одна из проблем – это оптимизация распределения нагрузки на уже существующей сети.

Существующие сети имеет очень сложную структуру, так что их оптимизация – сложный процесс. Напрямую вывести математически решение для таких сетей крайне сложно, поэтому за основу возьмем тензорный метод анализа, предложенный Кроном для описания электрических цепей (сетей).

При составлении структурных схем сетей, требующих анализа, используется модель системы массового обслуживания, состоящая из обслуживающего прибора и ограниченного буфера, характеризующаяся следующими параметрами:

μ – интенсивность обслуживания пакетов;

ρ – загрузка СМО;

λ – интенсивность поступления пакетов

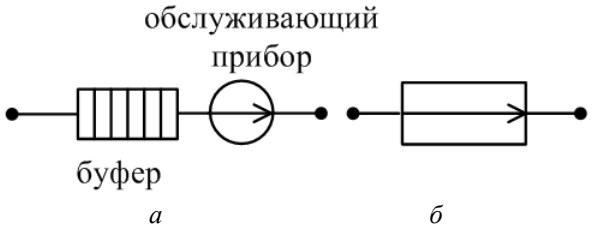


Рис. 1. Обозначения, используемые при составлении схем: *а* – модель одноканальной системы массового обслуживания; *б* – условное обозначение модели одноканальной системы массового обслуживания

Основным назначением тензорного анализа для расчета информационных сетей является определить отклик этой сети на некоторое воздействие. В качестве воздействия могут выступать интенсивности поступления λ, поступающие в отдельно взятую СМО или загрузка ρ системы массового обслуживания. Таким образом, воздействие может определяться вектором $\Lambda(\lambda_1, \lambda_2 \ldots \lambda_3)$ или вектором загрузки $P(\rho_1, \rho_2 \ldots \rho_3)$.

Г. Крон предложил два постулата и тем самым дополнил классический тензорный анализ [1]. То есть тензорный метод дает нам правило перехода из одной системы координат в другую. В этом случае, если правило перехода обозначить как С, то оно представляет собой матрицу перехода из основной сети в примитивную. Существует несколько методов анализа сетей, здесь будет использоваться узловой, поскольку он наиболее точно описывает процессы, происходящие в сетях передачи данных, в отличии от контурного

метода. Так как задача по анализу сети чаще формулируются в следующем виде: по известным интенсивностям поступления определить загрузки интерфейсов узлов пакетной коммутации, а сеть представляет собой разветвленную структуру, а это означает, что анализируемая сеть на сетевом уровне будет чисто узловой. Таким образом, данный метод позволяет построить наиболее адекватную математическую модель сети.

Рассмотрим узловой метод решения для простейшей цепи:

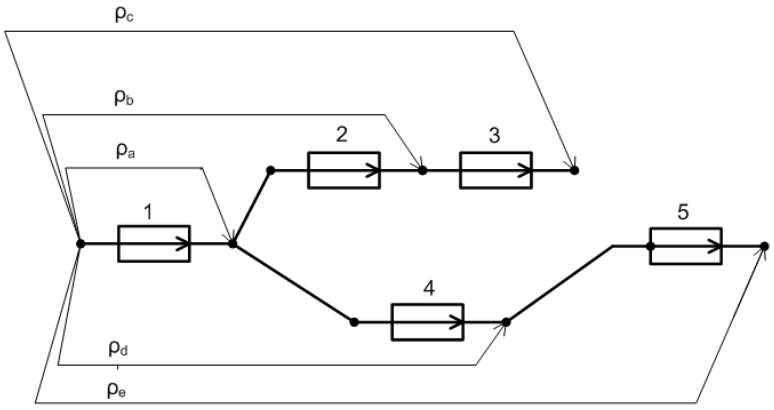


Рис. 2. Пример сети

Источник 1 передает информацию к приемнику 5, которая может передаваться по двум направлениям.

Для данной сети необходимо определить вспомогательную примитивную сеть. Такой сетью является примитивная сеть, где все СМО не связаны друг с другом (рис. 3).

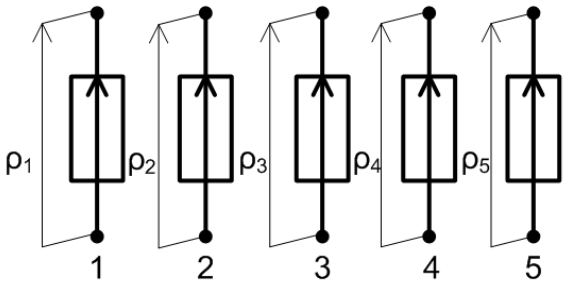


Рис. 3. Примитивная сеть

Для примитивной узловой сети уравнение, описывающее ее поведение, будет следующим:

$$\begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \\ \lambda_4 \\ \lambda_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mu_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mu_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mu_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \mu_5 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \rho_1 \\ \rho_2 \\ \rho_3 \\ \rho_4 \\ \rho_5 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Теперь необходимо установить правило преобразования из исходной сети в примитивную сеть, или на оборот из примитивной в исходную. Для того чтобы осуществить данное преобразование введем вспомогательные узловые загрузки (рис. 2). Определим,

как соотносятся загрузки на рис. 3 с загрузками на рис. 2. В качестве правила преобразования по аналогии с [1] примем, что сумма загрузок примитивной сети вдоль линейно независимой цепи исходной сети, равна узловой загрузке исходной сети. Данное правило означает, что если в каждой ветви примитивной сети находится источник нагрузки, то при последовательном соединении нагрузка должна суммироваться. Введем правило преобразования из исходной сети в примитивную

$$\begin{cases} \rho_1 = \rho_a \\ \rho_2 = \rho_b - \rho_a \\ \rho_3 = \rho_c - \rho_b \\ \rho_4 = \rho_d - \rho_a \\ \rho_5 = \rho_e - \rho_d \end{cases}. \quad (2)$$

Отсюда получаем матрицу перехода C

$$C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{pmatrix}. \quad (3)$$

$$\tilde{\mathrm{P}} = C\mathrm{P} \quad (4)$$

Так как теперь известно правило преобразования C, то преобразования для остальных матриц можно будет найдены достаточно просто.

Из тензорного метода анализа известно, что скалярное произведение двух векторов не зависит от выбора системы координат, поэтому можно записать следующее:

$$\Lambda = C^T \tilde{\Lambda} \quad (5)$$

или

$$\tilde{\Lambda} = C^{T^{-1}} \Lambda. \quad (6)$$

Согласно второму постулату обобщения можно записать

$$\tilde{\Lambda} = \tilde{\mathrm{M}}\tilde{\mathrm{P}}. \quad (7)$$

Откуда, проведя сокращения получим

$$\Lambda = C^T \tilde{\mathrm{M}} C\mathrm{P}. \quad (8)$$

С учетом того, что $\Lambda = \mathrm{MP}$ следует, что матрица интенсивностей обслуживания в исходной сети определяется как

$$\mathrm{M} = C^T \tilde{\mathrm{M}} C \quad (9)$$

Поскольку Λ и M исходной сети известны, то из уравнения $\Lambda = \mathrm{MP}$ можно определить значения узловых загрузок, как

$$\mathrm{P} = \mathrm{M}^{-1}\Lambda \,. \tag{10}$$

После определения узловых загрузок необходимо определить значения загрузок в каждой ветви исходной сети по формуле

$$\mathrm{P}_{\text{ветви}} = C\mathrm{P}. \tag{11}$$

Значения интенсивностей поступления пакетов в каждой ветви определяется по формуле

$$\Lambda_{\text{ветви}} = \tilde{\mathrm{M}}\mathrm{P}_{\text{ветви}} \tag{12}$$

Предположим что в качестве СМО находится система с неограниченным буфером, длина пакетов распределена по экспоненциальному закону, а следовательно и время обслуживание таких пакетов также распределено по экспоненциальному закону, интервалы времени между поступлениями пакетов в СМО также распределено по экспоненциальному закону. Данный тип СМО представляет собой классическую систему M/M/1. Для которой среднее число пакетов в очереди определяется как

$$N = \frac{\lambda/\mu}{1-\lambda/\mu}. \tag{13}$$

В таком случае критерий оптимизации можно сформулировать следующим образом: найти такое значение линейно независимых компонент вектора $\tilde{\Lambda}$, при котором число пакетов во всей сети будет минимальным, то есть минимизируем суммарные очереди во всех СМО.

Согласно данному требованию можно составить целевую функцию, которую необходимо будет оптимизировать.

$$F(\lambda_i) = \sum_{i=1}^{k} N_i = \sum_{i=1}^{k} \frac{\lambda_i/\mu_i}{1-\lambda_i/\mu_i}\,. \tag{14}$$

В качестве граничных условий для данной функции необходимо задать условие, что сумма интенсивностей в каждом узле *j* равна 0, при этом они остаются положительными. Если учесть, что схема состоит из замкнутых контуров, так как узел, из которого выходит СМО, характеризующая источник нагрузки совпадает с исходящим (количество отправленных пакетов равно количеству принятых).

$$\sum \lambda_{ij}^{+} - \sum \lambda_{ij}^{+} = 0\,. \tag{15}$$

Решение для данной функции найдем нелинейным методом сопряженного градиента с центральной оценкой [2].

Список литературы

1. Крон, Г. Тензорный анализ сетей / Г. Крон. – М. : Сов. радио, 1978.
2. http://www.basegroup.ru/library/analysis/neural/conjugate/

ОЦЕНКА КАЧЕСТВА И СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В СЕТЯХ СОТОВОЙ ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ

А. Н. Репин, Р. М. Курбаналиев, А. Г. Ташлинский (научный руководитель)

Ульяновский государственный технический университет
432027, Ульяновск, ул. Северный Венец, 32
E-mail: tag@ulstu.ru

В последнее время значительно обострилась конкурентная борьба между операторами сетей сотовой подвижной связи (СПС). Преимуществом в этой борьбе является высокое качество предоставляемых услуг. Значительные размеры территорий, на которых работают сети СПС, и высокий уровень проникновения этих сетей делают задачу полноценного контроля качества предоставляемых услуг со стороны оператора чрезвычайно трудной и дорогостоящей. В связи с этим в работах [1] предложен простой и дешевый способ мониторинга качества сетей СПС, основанный на использовании множества мобильных измерительных терминалов (МИТ). Недостатком этой технологии является частный характер измерений и невозможность простой их экстраполяции на всю исследуемую территорию. Устранить этот недостаток способна адаптивная модель покрытия [2], способная по результатам измерений автоматически делить территорию на отдельные сегменты, в каждом из которых действует свой закон распределения электромагнитного сигнала (плотная городская застройка, лесопарковая зона и др.), и оценивать параметры этих законов. Результатом работы этой модели являются оценки основных параметров покрытия (уровень сигнала, интерференция и пр.) на всей исследуемой территории. Однако оценка качества получаемых услуг абонентом имеет опосредованную связь с основными параметрами покрытия сотовой сети. Абоненту сети важен не уровень сигнала или количество видимых станций, а качество речи и скорость передаваемых данных. Эти параметры могут оцениваться абонентом как «некачественные» даже в случае высокого уровня сигнала в заданной точке (если, например, в этой точке велико значение интерференции). И, наоборот, в случае низкого уровня сигнала при отсутствии других базовых станций, работающих в одинаковых частотных диапазонах, абонент может получать приемлемое качество услуг. В связи с этим возникает необходимость оценки характеристик качества предоставляемых услуг (качества речи и скорости передачи данных).

Известно, что на качество речи, передаваемой по цифровым каналам связи, влияют множество факторов, начиная от вида алгоритма сжатия сигнала и заканчивая погодными условиями. Совокупный анализ такого количества параметров очень сложен. Однако на практике множество параметров можно разделить на существенно и несущественно влияющие на качество речи. Естественным представляется игнорирование несущественно влияющих параметров (например, параметров гистерезиса C1 и C2, определяющих поведение абонентского аппарата при изменении базовой станции). Последняя группа параметров в свою очередь может быть разделена на два класса: зависимые от других параметров и независимые. Примером зависимого параметра является, например, мощность сигнала (Pwr) она полностью определяется уровнем сигнала в децибелах (RxLev). Логичным является анализ только независимых параметров, существенно влияющих на качество речи.

Для выявления значимых независимых параметров была произведена серия экспериментов, заключающихся в продолжительном объезде территории г. Ульяновска и измерению параметров сети и качества передаваемой речи с помощью специализированного мобильного терминала. Для этого мобильный терминал каждые 30 секунд звонил на определенный номер автоответчика и сохранял в виде несжатого файла wav формата слышимый ответ во временной памяти устройства. Параллельно с этим производились измерения параметров сети. Эти измерения (уровневые характеристики сети, параметры сосед-

них базовых станций, интерференционные характеристики, величины битовых ошибок, сигнальные сообщения третьего уровня и пр.) как и звуковой файл привязывались к конкретной точке пространства и времени с помощью GPS приемника и сохранялись на карту памяти. Кроме этого, на карту памяти записывались факты не установления соединений, несанкционированного абонентом обрыва соединения и коды предполагаемых причин этих событий (перегрузка сети, потеря сигнального канала и пр.). Основная проблема, возникающая при этом, заключается в том, что в процессе звонка параметры сети многократно изменяются, вследствие перемещения абонентского устройства, изменения характеристик сети (например, количества свободных линий), погодных условий и пр. Для минимизации влияния описанных факторов измерения фактически проводились в несколько этапов. В ходе каждого этапа измерительный комплекс жестко устанавливался в определенной точке пространства и не перемещался. Каждый этап по времени длился не менее 5 минут. В ходе постобработки данных производилось автоматическое сравнение сохраненных фрагментов голоса автоответчика и оригинального звукового файла с помощью алгоритма MOS [3]. Полученные характеристики качества и параметры покрытия для каждого этапа усреднялись. Было получено порядка 2000 наборов параметров и характеристик качества речи, что с учетом усреднения составляет достаточную статистику для выявления значимых и независимых параметров.

Используя метод ортогональных функций [4] получаем следующее выражение для качества речи:

$$\begin{aligned} Y = {} & 7{,}2 - 8{,}13\,BER - 0{,}029\,C/I + 0{,}013\,RxLev - 0{,}09\,TA - 7{,}08\,FER \\ & + 0{,}00023\,C/INbN + 0{,}000012\,BR, \end{aligned} \tag{1}$$

где $RxLev$ – уровень сигнала в децибелах; C/I – интерференция в децибелах; BER – величина битовых ошибок; TA – временная задержка; FER – величина ошибок передачи «фреймов»; NbN – число соседних базовых станций; BR – заявляемая базовой станцией скорость передачи данных («битрейд»).

При использовании подхода, заключающегося в последовательном наполнении математической модели наиболее удачными параметрами [1], зависимость принимает вид:

$$Y = 5{,}1 - 13\,BER - 0{,}023\,C/I + 0{,}013\,RxLev - 0{,}11\,TA\,. \tag{2}$$

Последняя формула в силу простоты более предпочтительна, чем (1). Следует отметить, что такие важные параметры, как качество – RxQuality, мощность – PWR, частота – FRQ не нашли свое отражение в выражениях (1)–(2) в силу того, что они по результатам эксперимента или оказываются высоко коррелированны с параметрами модели (например качество сигнала RxQuality определяется битовыми ошибками при передаче, поэтому сильно коррелированно с BER) или не оказывают заметного влияния на качество передаваемой речи (например, номера частот FRQ).

Анализ выражения (2), а также взаимных корреляционных характеристик показывает, что число битовых ошибок (BER) является производным от других параметром. В случае его исключения модель принимает следующий вид:

$$Y = 5{,}2 - 0{,}0182\,C/I + 0{,}008\,RxLev - 0{,}12\,TA\,. \tag{3}$$

Для измерения фактической скорости передачи данных GPRS модемы измерительного терминала были запрограммированы таким образом, чтобы они постоянно обменивались информацией фиксированного вида с FTP, HTTP и SMTP серверами, эмулируя, соответственно, файловый обмен, Интернет трафик и работу электронной почты. В массив передаваемой информации имплантировались специальные вставки через определен-

ное число байт. Выявление этих вставок позволяет в режиме реального времени оценивать скорость передачи/ приема информации в разных режимах. В результате проведения эксперимента таким же образом, что и в предыдущих случаях, было получено следующее выражения для скорости передачи данных (Кб/сек):

$$Y = 52{,}48 - 0{,}47C / I + 0{,}31RxLev - 1{,}67TA + 3{,}1\text{Timeslot}, \quad (4)$$

где Timeslot – число доступных в текущий момент «таймслотов».

Для проверки адекватности значения, сохраненные в базе данных, последовательно подставлялись в выражения (1)–(3), и результат сравнивался с фактическими характеристиками качества. Кроме этого для исключения возможных выбросов измерений, характерных для производных параметров электромагнитных полей, проводилась медианная фильтрация значимых параметров и характеристик качества. Результаты сведены в табл. 1 и 2.

Таблица 1

Результаты проверки адекватности выражения для оценки качества речи (3), сделанные по всем наблюдениям

	Ульяновск-GSM	SMARTS
Число наблюдений	20345	31349
Максимальное значение ошибки (%)	231 %	221 %
Минимальное значение ошибки (%)	0 %	0 %
Среднее значение ошибки (%)	12.2 %	11.2 %
Среднее значение ошибки после устранения выбросов (медианная фильтрация)	6.7 %	6.4 %

Таблица 2

Результаты проверки адекватности выражения для оценки скорости передачи данных (4), сделанные по всем наблюдениям

	Ульяновск-GSM	SMARTS
Число наблюдений	20345	31349
Максимальное значение ошибки (%)	611 %	576 %
Минимальное значение ошибки (%)	1 %	2 %
Среднее значение ошибки (%)	31.4 %	32.1 %
Среднее значение ошибки после устранения выбросов (медианная фильтрация)	14.2 %	13.4 %

Таким образом, средняя величина ошибки оценки качества речи после частичного удаления выбросов составляет величину порядка 7 % для выражения (2) и 6.5 % для выражения (3). Большое значение ошибки для оценки скорости передачи данных (13.5–14 %) объяснимо значительными флуктуациями реальной скорости GPRS и наличием на некоторых базовых станциях возможности работы по протоколам EDGE. Тем не менее, полученные значения (1 кб ошибки на 10 кб данных) являются достаточными для построения карт покрытия и выполнения прогнозов. Все это позволяет рекомендовать соотношение (3) и (4) для мониторинга качества речи и работы услуг по передаче данных.

Работа выполнена при поддержке Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере (проект №10308).

Список литературы

1. Дементьев, В. Е. Мониторинг и оптимизация сетей сотовой подвижной связи / В. Е. Дементьев, А. Г. Ташлинский // Сб. матер. Всеросс. конкурса инновационных проектов по приоритетному направлению развития науки и техники «Информационно-телекоммуникационные системы». – М., 2006. – С. 197–198.

2. Usage of image processing methods for description and optimization of cellular mobile communications networks Dementev V. E., Minkina G. L. Pattern recognition and image analysis, 2007, v. 2, p. 241–245.

3. Бабков, В. Ю. Сети мобильной связи. Частотно-территориальное планирование / В. Ю. Бабков, М. А. Вознюк, П. А. Михайлов. – М. : Горячая линия – Телеком, 2007. – 224 с.

4. Самарский, А. А. Математическое моделирование: Идеи. Методы. Примеры / А. А. Самарский, А. П. Михайлов. – 2-е изд., испр. – М. : Физматлит, 2002. – 320 с.

ДИСКРЕТНОЕ МНОГОТОНАЛЬНОЕ КОДИРОВАНИЕ В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ ПОЛИМЕРНОГО ОПТИЧЕСКОГО ВОЛОКНА

Р. С. Круглов[1], S. Loquai[2], J. Vinogradov[2], Г. А. Суркова[1]

[1]Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, Томск, пр. Ленина, 40
[2]Polymer Optical Fiber – Application Center, GSO-Hochschule
Wassertorstr. 10, Nuernberg 90489, Deutschland
E-mail: roman.kruglov@mail.ru

Представлены результаты работы по реализации системы передачи данных на основе 100 м отрезка полимерного оптического волокна (multicore POF) с применением технологии дискретного многотонального кодирования (DMT). При полосе пропускания системы по уровню -3 дБ в 60 МГц достигнута скорость передачи 1.18 Гбит/с (коэффициент битовых ошибок 10^{-3}). В работе также рассмотрены вопросы формирования энергетического спектра сигнала и битовой загрузки каналов для достижения максимальной пропускной способности при заданном энергетическом бюджете системы. Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (#09-02-99024 р_офи). Г. А. Суркова поддержана грантом президента РФ для государственной поддержки молодых российских ученых.

Введение

Технология дискретного многочастотного кодирования (DMT), широко применяемая в беспроводных сетях передачи данных (стандарты IEEE 802.11a/b/g/n, IEEE 802.15, IEEE 802.16) и в цифровых абонентских линиях ADSL, VDSL (стандарт ANSI T1.413 Issue 2), начинает активно использоваться и в каналах передачи информации на основе полимерных оптических волокон.

В настоящей работе представлены результаты натурных экспериментов по передаче DMT сигнала через 100 м отрезок полимерного оптического волокна, сердцевина которого представляет собой набор из 19 волокон малого радиуса (в зарубежных источниках такие волокна получили название multicore POF) [1]. Рассмотрены особенности формирования энергетического спектра сигнала и битовой загрузки каналов. Построены сигнальные созвездия принятого сигнала и проведен расчет коэффициента битовых ошибок.

Аналитическое описание технологии DMT

Пояснить работу кодера DMT можно на основе функциональной схемы, представленной на рис. 1.

Битовая последовательность, поступающая на вход кодера, разделяется на N параллельных потоков, состоящих из l_i бит каждый, и подается на М-КАМ кодеры ($M = 2^l$, l = 1,2,3,…). Каждой битовой посылке, длиною l_i, М-КАМ кодер на основе сигнального созвездия ставит в соответствие комплексное число – отсчет $C_k = a_k + jb_k$. Чтобы получить массив действительных отсчетов на выходе блока ОБПФ достаточно дополнить N комплексных отсчетов, сформированных М-КАМ кодерами, таким же количеством комплексно-сопряженных величин.

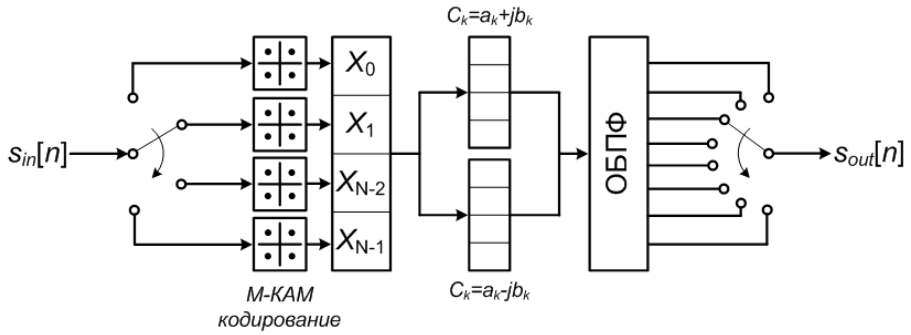


Рис. 1. Функциональная схема кодера DMT

$$C_{2N-k} = C_k^* .$$

Тогда 2N действительных отсчетов на выходе блока ОБПФ будут определяться выражением вида

$$x_i = \sum_{k=0}^{2N-1} C_k \cdot e^{j2\pi\frac{i}{2N}k} .$$

Далее полученный массив действительных чисел преобразуется в последовательный код и поступает в передающий оптический модуль.

В приемном модуле последовательность 2N символов поступает на блок быстрого преобразования Фурье

$$C_k = \frac{1}{2N}\sum_{i=0}^{2N-1} x_i \cdot e^{-j2\pi\frac{k}{2N}i}$$

и далее декодируется M-КАМ кодерами в соответствии с их сигнальными созвездиями.

Одним из недостатков технологии дискретного многотонального кодирования является большой динамический диапазон формируемого сигнала, что приводит к ужесточению требований к параметрам системы передачи. Для преодоления указанного ограничения существует несколько приемов, одним из которых является клипирование, т.е. принудительное ограничение амплитуды сигнала при превышении определенного порога A_{clip}. Однако такой прием приводит к увеличению ошибок при детектировании сигнала, или, что эквивалентно, ухудшению отношения сигнал шум (ОСШ).

При большом числе каналов N сигнал $A(t)$ на выходе DMT кодера может быть представлен случайным Гауссовым процессом с дисперсией σ^2 [2]. Тогда доля мощности DMT-сигнала, потерянная в результате клипирования, может быть выражена в виде [3]

$$P_{clip} = 2\sigma^2 \int_{\mu}^{\infty} (t-\mu)^2 \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{t^2}{2}\right] dt ,$$

где $\mu = \dfrac{A_{clip}}{\sigma}$.

Окончательно выражение ОСШ для клипированного DMT-сигнала записывается в виде

$$SNR_{clip} = \frac{\sigma^2}{2\sigma^2 \int_{\mu}^{\infty} (t-\mu)^2 \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{t^2}{2}\right] dt} = \frac{1}{2\int_{\mu}^{\infty} (t-\mu)^2 \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{t^2}{2}\right] dt} .$$

На рис. 2 показано семейство кривых, описывающих зависимость ОСШ от параметра μ. Для учета дополнительных шумов приемного модуля достаточно воспользоваться несложным выражением

$$SNR = \left[\frac{1}{SNR_{clip}} + \frac{1}{SNR_{rec}} \right]^{-1}, \quad (1)$$

где SNR – суммарный параметр ОСШ; SNR_{rec} – ОСШ в приемном оптическом модуле.

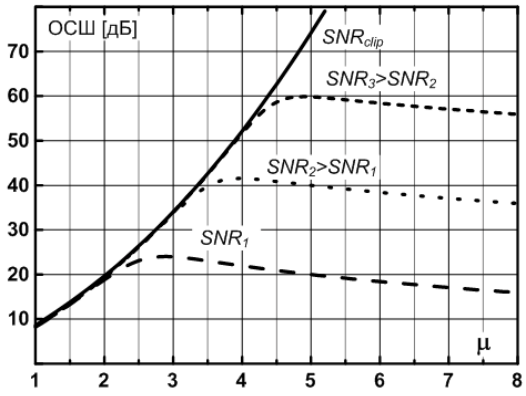


Рис. 2. ОСШ DMT-сигнала с клипированием



Рис. 3. Нормированный уровень перекрестных искажений в системе DMT

При использовании технологии дискретного многотонального кодирования не последнюю роль играет линейность режима работы передающего и приемного оптических модулей. Особенно сильно нелинейность системы в виде перекрестных помех влияет на каналы, расположенные в низшей части спектра. Так, например, при наличии нелинейности квадратичного вида ($K_2 = K_2 2 > 0$) поканальный разброс уровня перекрестных искажений σ^{ct} может достигать 7дБ.

$$\sigma_k^{ct} = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{(N-k)^2}{2} + \frac{N^2}{8}}, & k - \text{четное}, \\ \sqrt{\frac{(N-k)^2}{2} + \frac{(N-1)^2}{8}}, & k - \text{нечетное}. \end{cases} \quad (2)$$

На рис. 3 представлен пример зависимости нормированного коэффициента перекрестных искажений системы DMT при $N = 256$, построенной на основе выражения (2).

Результаты измерений и выводы

На рис. 4 представлена функциональная схема измерительной установки. Генератор импульсов произвольной формы (AWG) с разрядностью квантования (разрешением) 10 бит использован в качестве цифро-аналогового преобразователя. В качестве передатчика использован коммерчески доступный лазерный диод с рабочей длинной волны 650 нм и оптической мощностью 6 дБм, коэффициент модуляции 0,75. Оптический приемник состоит из pin фотодиода с диаметром активной области 800 мкм и усилителя, полоса пропускания которого по уровню – 3 дБ составляет 200 МГц. Осциллограф, разрядность квантования которого 8бит, использован в качестве аналого-цифрового преобразователя.

Полоса пропускания системы передачи, построенной на основе 100м отрезка полимерного оптического волокна, по уровню – 3 дБ составляет 60 МГц. Внешний диаметр полимерного оптического волокна, состоящего из 19 световодных волокон, составляет 1 мм. Такая конструкция волокна позволяет существенно снизить восприимчивость к макроизгибам.

Основой для формирования оптимизированого энергетического спектра DMT-сигнала и выбора внутриканальных скоростей передачи в соответствии с алгоритмом Чоу (P.Chow) [4] служит значение ОСШ. Оценка внутриканального ОСШ выполнена на основе переданного и демодулированного DMT-сигнала, сформированного с использованием 16КАМ модуляции во всех частотных каналах.

Как видно при сравнении рис. 5, *а* и 5, *б*, характер АЧХ может существенно отличаться от соответствующей зависимости ОСШ. Причиной этому может служить нелинейность системы, о которой упоминалось выше, а также наличие частотной зависимости шумовых параметров приемного модуля.

На рис. 6, 7 показаны канальная битовая загрузка и нормированный спектр DMT-сигнала, оптимизированных в соответствии с алгоритмом Чоу. В результате применения указанного алгоритма коэффициент битовых ошибок должен быть одинаковым для каждого из 256 частотных каналов принятого сигнала. Для примера, описываемого в данной статье, расчетный коэффициент битовых ошибок был выбран 10^{-3}, что является допустимым пределом при использовании методов прямого исправления ошибок (FEC).

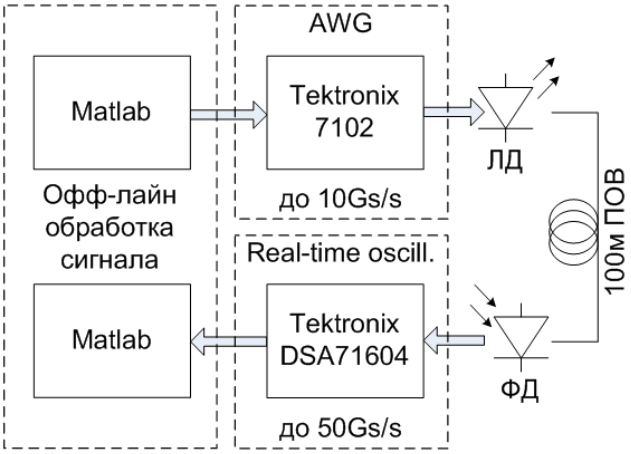
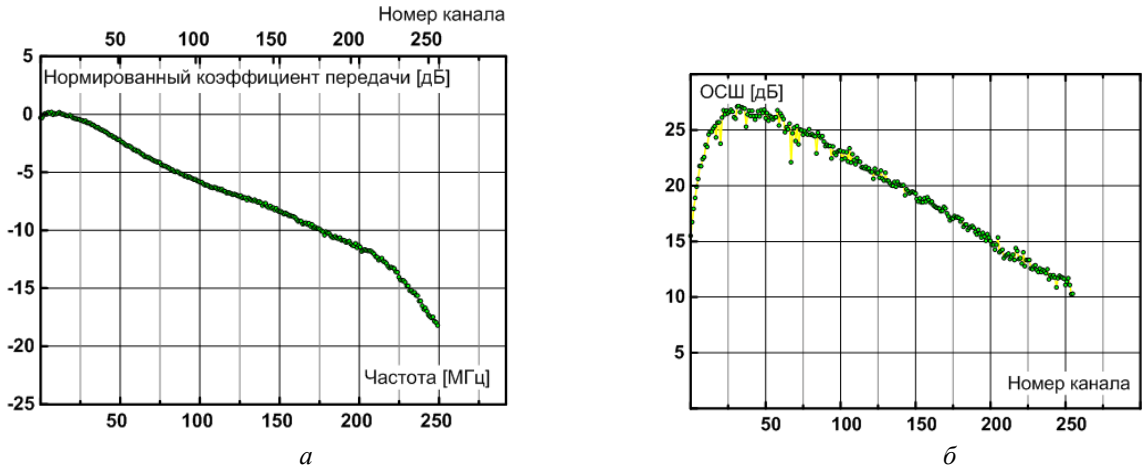


Рис. 4. Функциональная схема измерительной установки



а *б*

Рис. 5. Частотные характеристики системы передачи: *а* – сквозная амплитудно-частотная характеристика линейного тракта; *б* – канальное значение ОСШ

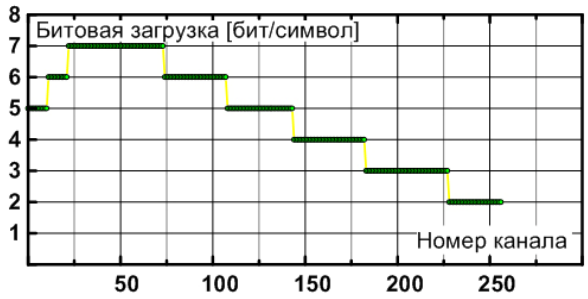


Рис. 6. Канальная битовая загрузка DMT-сигнала

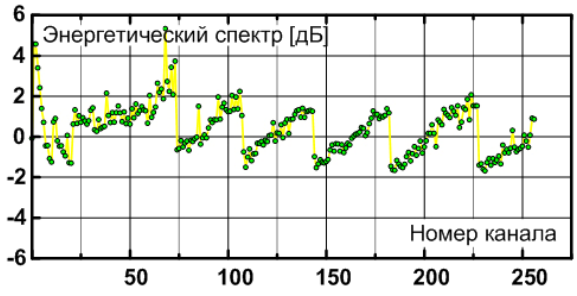
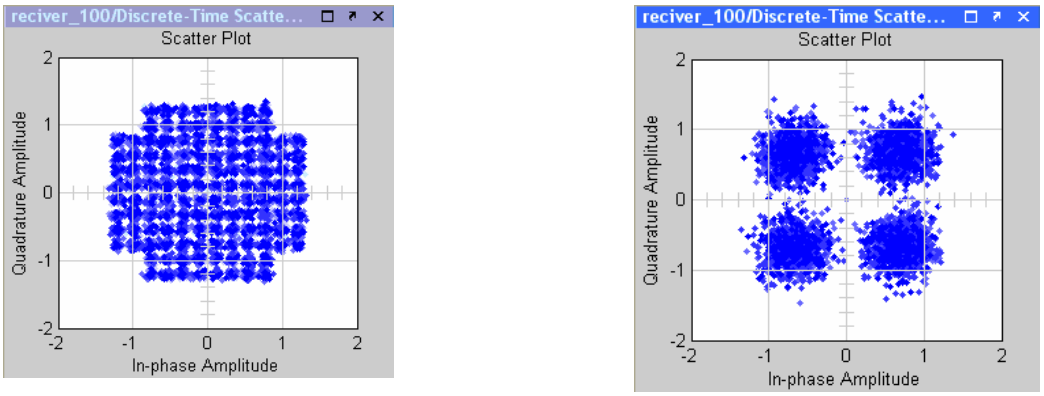


Рис. 7. Энергетический спектр DMT-сигнала

Основные параметры сформированного DMT-сигнала: битовая скорость (брутто) 1,18 Гбит/с; префикс 6,25 %; ширина полосы частот, занимаемая сигналом 250 МГц; число каналов 256; уровень клипирования 9,5дБ.

На рис. 8 представлены примеры сигнальных созвездий принятого сигнала. После офф-лайн обработки сигнала, выполненной в ПО MatLab, средний коэффициент битовых ошибок в рассматриваемой системе составил 10^{-3}. Дополнительное применение широко известных методов прямого исправления ошибок (FEC) позволит при незначительном уменьшении битовой скорости улучшить значение коэффициента битовых ошибок до необходимого уровня



а *б*

Рис. 8. Групповые сигнальные созвездия принятого сигнала: *а* – 128КАМ; *б* – 4КАМ

Результаты, представленные в данной работе, показывают, что применение дискретного многотонального кодирования позволяет более эффективно использовать доступный частотный ресурс телекоммуникационной системы.

Список литературы

1. O. Ziemann, J. Krauser, P. Zamzow, W. Daum POF Handbook: Optical short Range Transmission systems. 2nd edition / Springer, 2008. – p.884.

2. J.G. Proakis Digital Communication / McGraw-Hill, 2000. – p.1024.

3. R. Kruglov, S. Loquai, O. Ziemann, et al. POF Simulation Tool: Aspects of Telecommunication Systems Modeling in Simulink® / Proceedings of the 2nd International Workshop on POF modelling, Australia. – on CD-ROM.

4. P.S. Chow, J.M. Cioffi, J.A.C. Bingham A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels / IEEE Transactions On Communications. – 1995. – Vol.43, №2/3/4. – P. 773–775.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ОПТИМИЗАЦИИ СТРУКТУРНОЙ НАДЕЖНОСТИ СИСТЕМ И СЕТЕЙ СВЯЗИ

Н. А. Иванова, В. В. Золотухин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: ivanovanatali.87@mail.ru

Проблема обеспечения надежного, качественного и долговечного функционирования сетей связи на современном рынке телекоммуникационных услуг приобрела в настоящее время определяющее значение.

Причинами активизации интересов специалистов в области надежности и качества сетей связи стали:

увеличение масштабов существующих сетей и усложнение их топологии, усложнение оборудования и увеличение числа элементов;

ужесточение требований к качеству предоставляемых услуг со стороны пользователей;

огромные финансовые потери при возникновении даже кратковременных отказов техники иногда сравнимые с прибылью за достаточно продолжительный период эксплуатации;

снижение возникновения риска серьезных аварий и катастроф, повлекших за собой гибель людей (ядерные реакторы, оборонные комплексы и т. д.).

Внедрение новых технологий и услуг осуществляется быстрыми темпами, на смену аналоговым системам передачи информации и коммутации пришли цифровые системы передачи PDH и SDH, почти повсеместно введены в эксплуатацию электронные АТС, техника с коммутацией каналов постепенно вытесняется технологиями, использующими принцип коммутации пакетов.

Надежностью называется свойство технической системы выполнять заданные функции, сохраняя во времени значения устанавливаемых эксплуатационных показателей в заданных пределах, соответствующих заданным режимам и условиям использования, технического обслуживания, хранения и транспортировки.

Поэтому основной задачей при повышении качества и надежности техники является выбор оптимальных технических решений, при проектировании, изготовлении, транспортировке, хранении, монтаже и эксплуатации, то есть на всех этапах «жизненного цикла» техники.

В задачах надежности чаще всего приходится говорить не о «лучшем» решении, а об условно оптимальном, имея в виду, что обеспечение любых требуемых технических характеристик всегда связано с определенными затратами ресурсов, поэтому в основном ставится задача не максимального увеличения надежности, а обеспечения максимально возможной или заданной надежности системы при минимальных или предельно допустимых затратах, т.е. оптимизация надежности.

Характерной особенностью задач надежности является большая размерность, обуславливающая поиск более эффективных алгоритмов оптимизации, которые позволяли бы экономить вычислительные ресурсы конкретных систем и обеспечивать их гибкость по отношению к изменениям исходных данных.

Большая группа задач оптимизации связана с определением числа резервных элементов (подсистем) с учетом ограничивающих факторов (затрат).

Задачи оптимального резервирования отличаются большим разнообразием по постановке, числу и виду наложенных ограничений, однако, как правило, все они сводятся к задачам двух видов:

задачи оптимального резервирования первого вида состоят в определении требуемого количества резервных элементов, обеспечивающих заданное значение показателя надежности системы при минимальных затратах;

задачи второго вида – определение требуемого количества резервных элементов, обеспечивающих максимум значения показателя надежности системы при величине затрат, не превышающей заданную.

Для решения перечисленных задач используют различные методы оптимизации: метод неопределенных множителей Лагранжа, градиентные методы (метод наискорейшего покоординатного спуска), метод максимального элемента, метод простого перебора, метод динамического программирования, метод ветвей и границ.

Воспользуемся методом неопределенных множителей Лагранжа при рассмотрении задачи, пусть требуется обеспечить минимальную стоимость системы, при этом необходимо найти вектор

$$\overline{m} = (m_1, ..., m_n),$$

при котором вероятность отказа системы с постоянным резервированием равна

$$Q(p, \overline{m}) = 1 - P(p, \overline{m}) = 1 - \prod_{i=1}^{n} [1 - (1 - p_i)^{m_i}] \le Q_0. \quad (1)$$

Будем считать, что задана предельная вероятность отказа, превышение которой недопустимо. Система состоит из n последовательно соединенных элементов, при этом допускается резервирование любого элемента, поэтому после оптимизации схема будет состоять из n групп элементов по m_i элементов в каждой группе.

Функция Лагранжа будет выглядеть так:

$$F(m_1, ..., m_n, \lambda) = \sum_{i=1}^{n} m_i c_i + \lambda \left[\left(1 - \prod_{i=1}^{n} [1 - (1 - p_i)^{m_i}] \right) - Q_0 \right], \quad (2)$$

где λ – неопределенный множитель Лагранжа; m_i – количество параллельно соединенных элементов в i-й группе; p_i – вероятность безотказной работы i-го элемента; c_i – стоимость i-го элемента.

Предполагая, что аргументы функции представляют собой любые действительные (положительные) числа, составим систему уравнений

$$\begin{cases} \dfrac{\partial F(m_1, ..., m_n, \lambda)}{\partial m_j} = \dfrac{d}{dm_j} \left[\sum_{i=1}^{n} m_i c_i + \lambda \left[\left(1 - \prod_{i=1}^{n} [1 - (1 - p_i)^{m_i}] \right) - Q_0 \right] \right] = 0, \ \ \mathrm{j} = 1, 2..., n \\ 1 - \prod_{i=1}^{n} [1 - (1 - p_i)^{m_i}] = Q_0. \end{cases} \quad (3)$$

В результате получаем систему уравнений относительно неизвестных m_i. Решением данной системы уравнений будут являться коэффициенты степени резервирования отдельных элементов.

Метод неопределенных множителей Лагранжа позволяет аналитически получить приближенное решение задачи. Погрешность результатов обусловлена тем, что данный метод оперирует действительными числами, в то время как количество резервных элементов системы выражается как целое число. Округление результатов до целых чисел вызывает сдвиг экстремума в пространстве параметров, вследствие чего возникает погрешность решения. Кроме того метод неопределенных множителей Лагранжа дает решение в явном виде только при простейших моделях надежности.

Для схем с более сложной структурой и большим количеством элементов лучше воспользоваться методом наискорейшего спуска (подъема), так как он приспособлен для нахождения целочисленных решений и использованию средств вычислительной техники.

Нахождение оптимальной структуры резервированной системы этим методом представляет собой многошаговый процесс, на каждом шаге которого добавляется резервный элемент, который обеспечит наибольшее удельное приращение надежности в расчете на единицу затрат. Процесс продолжается до тех пор, пока не будет достигнуто требуемое значение вероятности безотказной работы или другой характеристики надежности, или не будет достигнута предельная стоимость технической системы.

Ниже приведен пример определения оптимальной структуры резервирования передающей части системы передачи дискретных сообщений (рис. 1). В состав оборудования входят: кодирующее устройство (Кодер), устройство защиты от ошибок (УЗО) и устройство преобразования сигнала (Модем). Каждый из блоков обладает определенными показателями надежности и стоимостью.

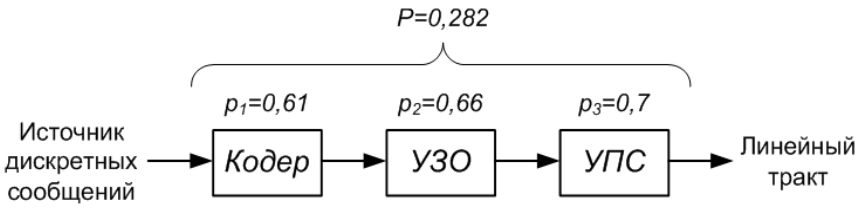


Рис. 1. Схема системы передачи без резервирования

Значения вероятности безотказной работы элементов равны p_1 = 0,61, p_2 = 0,66, p_3 = 0,7, а стоимость c_1 = 7, c_2 = 10, c_3 = 2 усл.ед. Предположим, что задана требуемая вероятность безотказной работы системы для резервированной схемы P = 0,71.

Суть метода заключается в том, что на каждом шаге к системе добавляется тот элемент, который обеспечивает максимальное удельное приращение надежности:

Для примера ниже приведен первый этап вычисления оптимальной схемы резервирования. Вначале рассчитывается надежность системы без использования резервирования. Поскольку все элементы системы соединены последовательно, то вероятность безотказной работы будет определяться следующим образом:

$$p(k_1, k_2, k_3) = p_1 \cdot p_2 \cdot p_3 = 0,282;$$

где k_1, k_2 и k_3 – общее количество кодеров (k_1), устройств защиты от ошибок (k_2) и модемов (k_3); p_1, p_2 и p_3 – соответственно вероятности безотказной работы кодера (p_1), устройства защиты от ошибок (p_2) и модема (p_3).

Вероятность безотказной работы схемы при резервировании первого элемента составит

$$p(k_1 + 1, k_2, k_3) = (1 - (1 - p_1)^2) \cdot p_2 \cdot p_3 = 0,392.$$

Аналогичные расчеты выполняются для случаев резервирования второго и третьего элементов

$$p(k_1, k_2 + 1, k_3) = (1 - (1 - p_2)^2) \cdot p_1 \cdot p_3 = 0,378;$$
$$p(k_1, k_2, k_3 + 1) = (1 - (1 - p_3)^2) \cdot p_2 \cdot p_1 = 0,366;$$

Теперь определяем относительное увеличение надежности (относительно стоимости добавляемого элемента)

$$\delta(k_1+1,k_2,k_3)=\frac{p(k_1+1,k_2,k_3)-p(k_1,k_2,k_3)}{c_1}=0,016;$$

$$\delta(k_1,k_2+1,k_3)=\frac{p(k_1,k_2+1,k_3)-p(k_1,k_2,k_3)}{c_2}=0,0095;$$

$$\delta(k_1,k_2,k_3+1)=\frac{p(k_1,k_2,k_3+1)-p(k_1,k_2,k_3)}{c_3}=0,042.$$

В результате сравнения трех полученных величин принимаем решение о необходимости резервирования третьего элемента, поскольку именно добавление в схему резервного модема позволит достичь максимального удельного прироста надежности. Это решение вполне очевидно, поскольку стоимость третьего элемента гораздо ниже стоимости двух других.

На последующих шагах вычисления процесс повторяется: каждый раз рассчитывается прирост надежности при добавлении любого из элементов и выбирается максимальный. Для решения данной задачи оптимизации всего потребовалось 4 шага, а результаты расчета приведены на рис. 2.

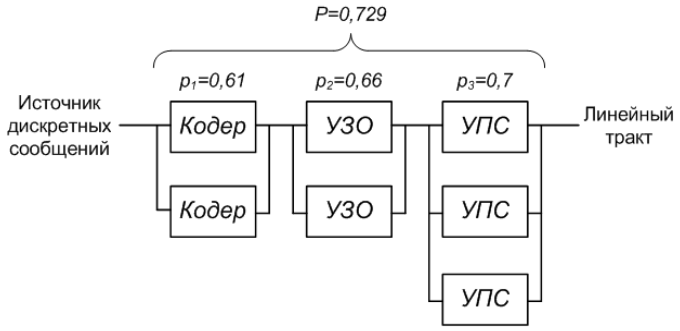


Рис. 2. Схема системы передачи с оптимальным резервированием

Для определения оптимальной схемы резервирования может быть также использован метод динамического программирования. Данный метод является модификацией метода простого перебора. В этом методе для сокращения числа вариантов при переборе вводится понятие доминирующая последовательность – подмножество вариантов, перспективных с точки зрения поиска оптимального решения.

При решении какой либо оптимизационной задачи будем считать, что один состав системы, представляющий собой некоторую комбинацию расположения резервных элементов, доминирует над другим, если для одного и того же уровня надежности обеспечение этого состава связано с минимальными затратами. Все неоптимальные решения, не входящие в состав доминирующей последовательности в силу того, что они обладают большей величиной затрат при той же надежности или меньшей надежностью при тех же затратах, чем члены доминирующей последовательности, исключаются из рассмотрения.

В заключение следует заметить, что задачи определения оптимальной схемы резервирования элементов в качестве решения требуют получения набора дискретных величин – степени резервирования отдельных элементов, поэтому наиболее эффективно могут быть решены методами динамического программирования и наискорейшего спуска. Данные методы, в отличие от метода неопределенных множителей Лагранжа, предполагают относительно легкую реализацию на любом из языков программирования.

Следует также заметить, что методы решения задачи оптимизации на уровне системы могут быть легко применены к оптимизации сетей связи. В частности, в качестве

элементов резервирования могут рассматриваться как отдельные узлы, так и линии связи, и даже маршруты сети, добавление которых позволит повысить коэффициент готовности либо вероятность связности, а стоимость у всех элементов, очевидно, является различной.

Список литературы

1. Бейко, И. В. Методы и алгоритмы решения задач оптимизации / И. В. Бейко, Б. Н. Бублик, П. Н. Зинько. – М. : Высш. шк., 1983. – 512 с.

2. Босс, В. Лекции по математике. Т. 7. Оптимизация / В. Босс. – М. : Ком. Книга, 2007. – 216 с.

3. Глебов, Н. И. Методы оптимизации / Н. И. Глебов, Ю. А. Кочетов, А. В. Плясунов. – Новосибирск : Новосибирский гос. ун-т, 2000. – 105 с.

4. Матвеевский, В. Р. Надежность технических систем / В. Р. Матвеевский. – М. : Моск. гос. ин-т электроники и математики, 2002. – 113 с.

5. Филин, Б. П. Методы анализа структурной надежности сетей связи / Б. П. Филин. – М. : Радио и связь, 1988. – 208 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ OFDM-СИГНАЛОВ

А. К. Горст, Ю. В. Морозов (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
E-mail: morozov@ktor.ref.nstu.ru

В современных беспроводных телекоммуникационных системах применяются многомерные модулированные сигналы, которые занимают промежуточное положение между узкополосными и широкополосными.

Основная идея, лежащая в основе формирования многомерных сигналов, заключается в разделении исходного цифрового сигнала, имеющего символьную скорость передачи информации D, на N параллельных цифровых сигналов, каждый со скоростью передачи D/N и модуляции этими низкоскоростными цифровыми сигналами N несущих частот, расположенным максимально близко друг к другу. В результате при общей неизменной символьной скорости D в многомерном сигнале длительность импульсов в каждом частном низкоскоростном цифровом сигнале возрастает в N раз, что способствует повышению достоверности приема таких сигналов в радиоканалах с федингом. В частности, это связано с тем, что увеличение длительности сигнала приводит к росту его энергии, а следовательно, и к увеличению отношения сигнал/шум, непосредственно определяющего степень достоверности принимаемой информации. Однако более важным следствием повышения длительности импульса является уменьшение влияния эффекта многолучевого распространения сигналов в городских условиях на достоверность принимаемой информации. Одновременный прием текущего импульса и задержанной копии предыдущего импульса приводит к появлению межсимвольных искажений. Очевидно, что величина вносимых межсимвольных искажений зависит от отношения длительности символа ко времени запаздывания копии сигнала. Чем длиннее импульс цифрового сигнала по отношению ко времени запаздывания, тем меньше относительное время взаимного перекрытия текущего импульса с копией предыдущего и тем меньше вносимые межсимвольные искажения.

Применение многомерных сигналов позволяет также повысить эффективность использования частотного диапазона, выделенного для сети связи. Реальная полоса частот, которая выделяется в сети связи для каждого частотного канала, складывается из полосы частот, минимально необходимой для передачи информации с заданной скоростью, и не-

которого «защитного» частотного интервала, в котором обеспечивается затухание боковых лепестков спектральной плотности мощности модулированного сигнала до уровня, не влияющего на работу радиостанции в соседнем частотном канале. Полоса частот, минимально необходимая для передачи информации с заданной скоростью, одинакова для многомерного модулированного сигнала и сигнала с узкополосной модуляцией. Однако скорости затухания боковых лепестков для узкополосных и многомерных сигналов существенно различаются. Символьная скорость каждого из N частных каналов многомерного сигнала в N раз меньше символьной скорости исходного узкополосного сигнала. Это означает, что боковые лепестки спектральной плотности мощности каждого частного канала уменьшаются в N раз быстрее, что и позволяет соответственно уменьшить величину «защитного» частотного интервала, более плотно расположить частотные каналы и в пределах выделенного частотного диапазона увеличить их количество.

Серьезным недостатком многомерной модуляции /в изложенном выше варианте/ является необходимость жесткого ограничения спектра каждого из модулированных сигналов. В типичном спектре многомерного сигнала боковые лепестки спектральной плотности мощности каждого из частных модулированных сигналов находятся в области главных лепестков соседних модулированных сигналов, что приводит к межсимвольной интерференции. Использование предельно узкополосных гребенчатых фильтров усложняет аппаратуру передатчика и приводит к искажению формы модулированного сигнала из-за невозможности реализовать идеальную амплитудно-фазовую характеристику фильтра в полосе пропускания при крутых фронтах этой характеристики в полосе запирания. Увеличение расстояния между поднесущими приводит к избыточному увеличению полосы частот, занимаемой многомерным сигналом.

Частным видом многомерной модуляции является многомерная ортогональная модуляция, которая позволяет эффективно разделить выделенный диапазон частот на поддиапазоны, реализовать полностью цифровую модуляцию и демодуляцию поднесущих частот и исключить необходимость использования узкополосных полосовых фильтров. Основная идея такой модуляции заключается в том, чтобы использовать для передачи информации на поднесущих частотах ортогональные функции, которые могут быть сгенерированы и демодулированы независимо друг от друга, что исключает возникновение межсимвольной интерференции. Общая схема построения многомерного ортогонального сигнала заключается в формировании ортогональных спектров на каждой поднесущей частоте, что обеспечивает минимум вносимых межсимвольных искажений при максимально близком расположении поднесущих частот.

Практической реализацией многомерной ортогональной модуляции является OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) – ортогональное частотное разделение каналов. OFDM специально разработана для борьбы с помехами при многолучевом приеме [1–3].

Технически метод OFDM реализуется путем выполнения обратного дискретного преобразования Фурье (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT) в модуляторе передатчика и прямого дискретного преобразования Фурье (FFT) – в демодуляторе приемника приемопередающего устройства.

Если бы преобразование Фурье не было применено, то модуляция OFDM имела бы малые шансы на практическую реализацию, т. к. прямое аппаратурное формирование сигнала OFDM потребовало бы огромных схемотехнических затрат в виде тысяч генераторов и модуляторов в передатчике и такого же числа детекторов в приемнике. А для прямого и обратного дискретного преобразования Фурье в последние десятилетия разработаны быстрые и эффективные алгоритмы быстрого преобразования Фурье (БПФ и ОБПФ), и созданы процессоры БПФ в виде больших интегральных схем. Фактически, возможно для каждой отдельной поднесущей использовать различные схемы модуляции. ОБПФ приме-

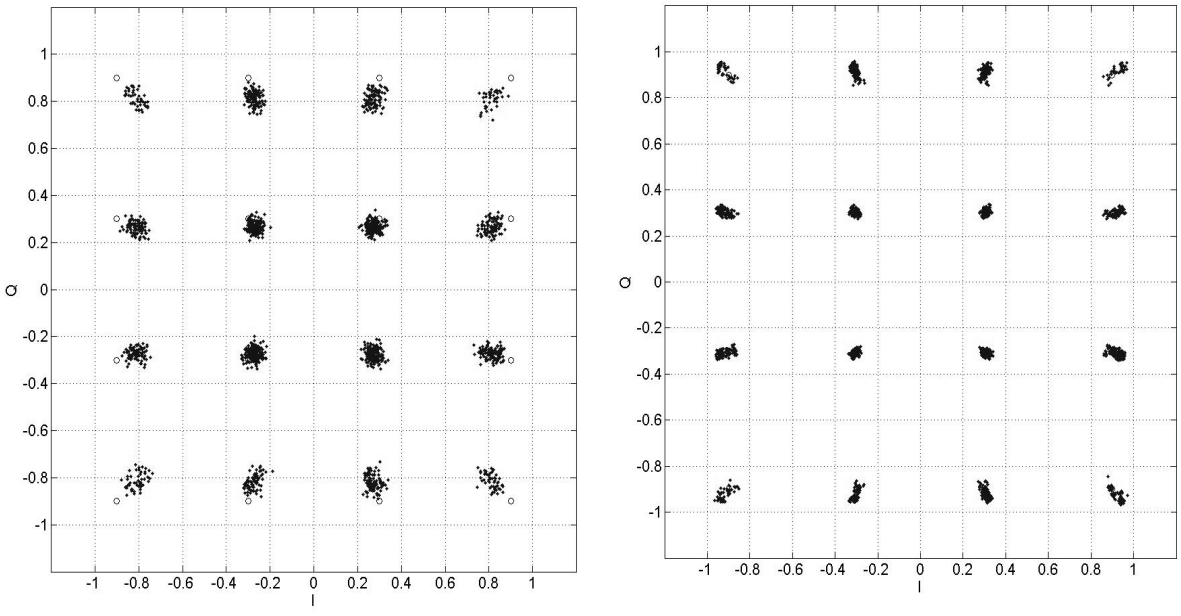
няется для переноса каждого подканала на соответствующую несущую. Модуляция несущих может быть выполнена способом QPSK или QAM.

Основным недостатком, сдерживающим широкое применение сигналов OFDM в мобильной связи, является значительная величина сопутствующей амплитудной модуляции. КПД усилителей мощности сигналов OFDM существенно меньше КПД усилителей мощности сигналов с угловой модуляцией, что очень важно для мобильных радиостанций. В сетях связи, не предъявляющих высоких требований по мощности потребления, таких, как локальные сети между компьютерами или цифровое телевидение, сигналы OFDM находят все более широкое применение.

Наиболее высокий КПД усилителя обеспечивается при работе усилителя в нелинейном в режиме с предварительным цифровым корректором. Предварительные корректоры реализуются на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС). Ограничение вычислительных ресурсов ПЛИС требуют поиска алгоритмов коррекции нелинейного усилителя, которые занимают как можно меньший объем памяти и как можно меньшее время вычисления. Поиск и исследование алгоритмов коррекции требуют построения компьютерной модели усилителя мощности и предварительного корректора.

Наиболее подходящими средствами моделирования являются математические пакеты прикладных программ, например Matlab, который имеет большой набор библиотек расширения, подходящих для анализа радиотехнических сигналов.

С помощью Matlab разработана моделирующая программа для формирования, передачи и приема OFDM сигнала в системе цифрового телевещания. В состав модели входят следующие основные компоненты: формирователь случайного QAM сигнала, формирователь OFDM символа с помощью ОБПФ, блок переноса OFDM символа на высокую частоту (ВЧ), цифровой предварительный корректор, ВЧ усилитель мощности, блок переноса ВЧ сигнала на низкую частоту, блок БПФ. Для визуализации результатов работы вычисляются спектральные плотности мощности и диаграммы состояний. Предварительный корректор имеет амплитудную характеристику, обратную амплитудной характеристике усилителя, которая хранится в табличной форме.



а *б*

Рис. 1. Диаграммы состояний OFDM-сигнала на выходе усилителя мощности:
а – без корректора; *б* – предварительным корректором

На рис. 1, *а* приведена диаграмма состояний OFDM сигнала на выходе усилителя без коррекции при использовании QAM16 модуляции несущих. На рис. 1, *б* показана диаграмма состояний OFDM сигнала на выходе усилителя мощности с предварительным корректором.

Как показывает рис. 1, предварительная коррекция усилителя мощности примерно в два раза уменьшает площадь точек диаграммы состояний. В дальнейшем планируется исследование табличного корректора с применением алгоритмов его адаптации к амплитудной характеристике усилителя мощности.

Список литературы

1. Смирнов, А. В. Основы цифрового телевидения / А. В. Смирнов. – М. : Горячая линия – телеком, 2004. – 224 с.

2. Шахнович, И. Современные технологии беспроводной связи / И. Шахнович. – М. : Техносфера, 2006. – 288 с.

3. Вишневский, В. М. Широкополосные сети передачи информации / В. М. Вишневский. – М. : Техносфера, 2005. – 592 с.

Секция «ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ И УСТРОЙСТВА НАНОЭЛЕКТРОНИКИ»

ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ СВЕТА С ТОНКОЙ ПЛЕНКОЙ ДВУМЕРНОГО РЕЗОНАНСНОГО ФОТОННОГО КРИСТАЛЛА

Н. В. Рудакова, С. Я. Ветров (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: atrum528@yandex.ru

Электромагнитные волны, распространяющиеся в фотонных кристаллах (ФК), диэлектрические свойства которых меняются периодически с периодом допускающим брегговскую дифракцию света, имеют зонный характер спектра. Благодаря наличию в спектре электромагнитных волн фотонных запрещенных зон (ФЗЗ) и областей аномального возрастания плотности фотонных состояний ФК вызывают повышенный интерес, направленный на поиск эффективных способов управления световыми потоками [1]. Интерес обусловлен, прежде всего, широкими возможностями применения фотонно-кристаллических структур для создания элементной базы оптоэлектронной техники информационных технологий.

Спектральные свойства ФК можно дополнительно существенно изменять, помещая внутрь периодической структуры резонансные среды. Однако эти изменения проявляются лишь в узкой области частот вблизи резонансной частоты, поэтому такой фотонный кристалл называется резонансным фотонным кристаллом (РФК). Наиболее интересными являются РФК, в которых оптические резонансы материалов близки к брегговским частотам решетки. Простейшей реализацией одномерного РФК являются слоистые структуры, состоящие из чередующихся слоев двух материалов, в качестве одного из которых рассматривается резонансный газ. Спектральные свойства таких РФК изучались в работах [2–4]. Сочетание резонансной дисперсии газа с дисперсией ФК-структуры приводит к качественному изменению спектров фотонных кристаллов, появляются узкие полосы прозрачности в ФЗЗ, а также дополнительные запрещенные зоны в спектре пропускания ФК-структуры. Особенности зонной структуры неограниченного 2D резонансного ФК изучены в [5].

С помощью метода трансфер-матрицы был исследован спектр пропускания наполненной резонансным газом двумерной структуры с фотонными запрещенными зонами.

Рассмотрен образец резонансного фотонного кристалла, имеющий форму пластины, безграничной в двух направлениях, но имеющий конечную толщину. Элементами РФК являются полые бесконечные цилиндрические отверстия, заполненные резонансным газом и образующие квадратную решетку в диэлектрической матрице.

Структура РФК характеризуется диэлектрическими проницаемостями соответственно резонансного газа, которым заполнены полые цилиндрические отверстия и диэлектрической матрицы $\varepsilon_2(\omega)$ и ε_1. Диэлектрическая проницаемость газа в модели Лоренца дается выражением

$$\varepsilon_2(\omega) = 1 + \frac{\omega_p^2}{\omega_0^2 - \omega^2 + i\gamma\omega}, \qquad (1)$$

где $\omega_p^2 = 4\pi NFe^2/m$; e – заряд электрона; m – масса электрона; N – плотность резонансных атомов; F – сила осциллятора; γ – ширина линии, ω_0 – центральная частота резонанса; ω – частота излучения.

Ось цилиндров перпендикулярна *xy*-плоскости и параллельна *z*-оси. Центры сечений диэлектрических цилиндров образуют в плоскости *xy* квадратную решетку, заполненную резонансным газом. Расчет спектра пропускания проведен методом трансферматрицы [6]. Этот метод основан на разложении поля на волны, которые бегут и локализуются вблизи границ раздела сред. Вектор комплексных амплитуд этих волн при переходе от слоя к слою пересчитывается умножением на матрицу коэффициентов в виде матрицы переноса или матрицы рассеяния. Матрица рассеяния, полученная для всей среды, позволяет рассчитать коэффициенты пропускания и отражения.

Расчеты проводились для РФК с диэлектрической проницаемостью матрицы $\varepsilon_1 = 3{,}24$, периодом структуры $a = 192$ нм и толщиной пластинки в *x*-направлении $L = 20a$. Фактор заполнения, резонансного газа в ФК определяется выражением $f = \pi r^2 / a^2$, r – радиус цилиндра, и составляет $f = 60\%$. Ширина линии и плазменная частота резонансного газа, близкие к значениям для паров ртути [5], равны соответственно $\gamma = 5 \cdot 10^{-7} \omega_1$, $\omega_p^2 = 7 \cdot 10^{-8} \omega_G^2$, где $\omega_G = \pi c n_G / a$ – характеристическая частота ФЗЗ, $n_G = f + \sqrt{\varepsilon_1}(1 - f)$ – усредненный показатель преломления среды. Резонансу атомов ртути на длине волны $\lambda_0 = 253{,}7$ нм соответствует ширина линии $\gamma = 1{,}2$ ГГц.

На рис. 1, для случая когда $\varepsilon_1 = 3{,}24$, $\varepsilon_2 = 1$ и неизменными прочих параметрах системы, представлены для сравнения затравочные спектр пропускания пластинки ФК при нормальном падении света из вакуума на пластинку и зонная структура неограниченного ФК. Из рисунка видно, что ширины запрещенных зон спектра пропускания пластинки ФК толщиной $L = 20a$, согласуются с ширинами щелей в направлении *x* зоны Бриллюэна. При факторе заполнения $f = 60\%$ первая ФЗЗ обладает шириной, которая в спектре пропускания располагается в частотном диапазоне ω / ω_G от 0,856 до 1,06, или соответственно в диапазоне длин волн от 340,5 до 274,7 нм. Резонансная частота $\omega_0 = 1{,}1476\omega_G$ лежит в сплошном спектре вблизи высокочастотной границы первой запрещенной зоны.

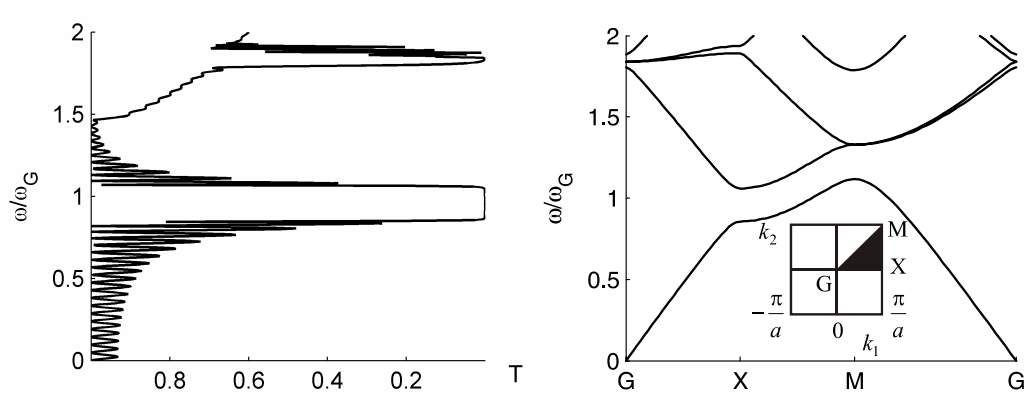


Рис. 1

а) Коэффициент пропускания как функция частоты для волн *s*-поляризации, распространяющихся в пластинке ФК со структурой квадратной решетки полых цилиндров в диэлектрической матрице. $f = 60\%$.

б) Зонная структура квадратной решетки диэлектрических цилиндров в вакууме для волн *s*-поляризации [5]. Вставка показывает зону Бриллюэна, неприводимая зона заштрихована. Диэлектрические проницаемости ФК $\varepsilon_1 = 3{,}24$, $\varepsilon_2 = 1$, Видно, что в направлении *x* зоны Бриллюэна фотонным щелям (ФЗЗ) отвечают запрещенные зоны пропускания.

Учет частотной дисперсии диэлектрической проницаемости приводит к качественным изменениям в структуре затравочного спектра пропускания. Эти изменения, которые происходят вблизи высокочастотного края ФЗЗ, иллюстрируются на рис. 2. Из рисунка видно, что сочетание дисперсии ФК-структуры с дисперсией газа (1) приводит, в зависимости от угла падения, к появлению дополнительных узких запрещенных зон в сплошном спектре затравочного фотонного кристалла (рис. 2, *а*), либо узких полос пропускания в запрещенной зоне ФК (рис. 2, *б*), которые незаметны в масштабе рис. 1.

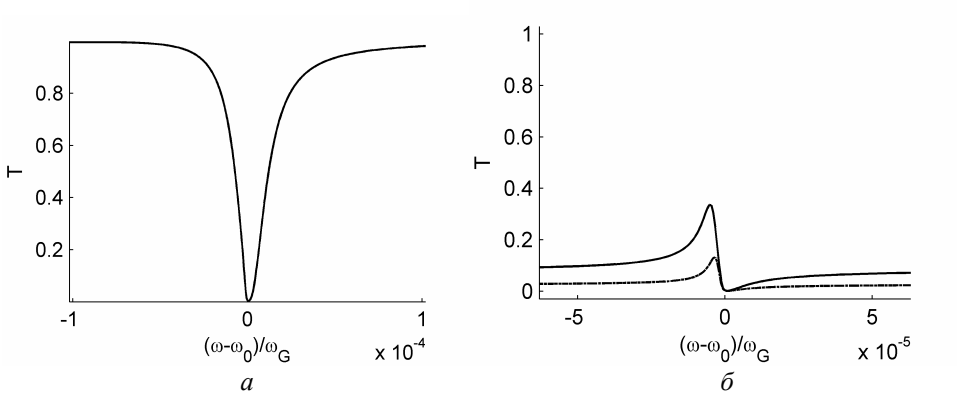
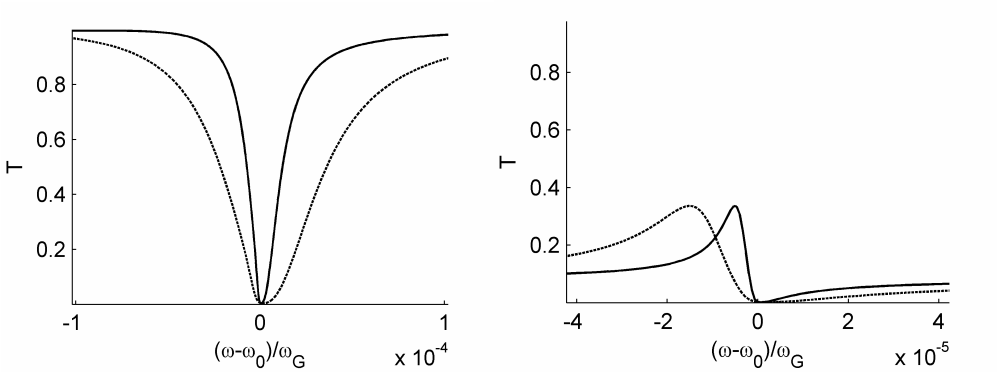


Рис. 2. Зависимость коэффициента пропускания от отстройки частоты ω от резонансной частоты газа: *а* – угол падения $\theta = 29°$; *б* – штриховая линия – $\theta = 30{,}5°$, сплошная – $\theta = 30°$

Дополнительная запрещенная зона на рис. 2, *а* приведена для угла падения $\theta = 29°$, когда резонансная частота ω_0 совпадает с частотой побочного первого максимума сплошного спектра пропускания. При углах меньших $29°$ частота ω_0 может оказаться между двумя соседними максимумами пропускания. В этом случае, в спектре пропускания формируется дополнительная запрещенная зона с меньшей крутизной границ и менее глубокая. Если ω_0 оказывается в ФЗЗ вблизи ее границы, возникают дополнительные полосы пропускания. Коэффициент дополнительного пропускания весьма чувствителен к изменению θ, когда край запрещенной зоны близок к ω_0. При увеличении θ частота ω_0 удаляется от границы зоны и интенсивность в максимуме полосы пропускания резко падает. На рис. 2, *б* приведены для сравнения две кривые пропускания при углах $30{,}5$ и $30°$. Из рисунка видно, что увеличение угла падения с 30 до $30{,}5°$, то есть на $0{,}5°$, приводит к уменьшению интенсивности в максимуме полосы дополнительного пропускания почти в три раза с 35 до 12 %. Ширина линии, полная ширина на полувысоте, при уменьшении θ растет, для $\theta = 30{,}5°$ она на порядок больше ширины резонансной линии γ и дополнительно возрастает в 4 раза при $\theta = 30°$. Ширина линии дополнительной запрещенной зоны, как и ширина полосы пропускания, на порядок больше γ.

При увеличении в 3 раза плотности резонансного газа затухание также увеличивается в 3 раза в случае ударного механизма уширения. При этом спектр полосы пропускания, соответствующей $\theta = 30°$ сдвигается от резонанса в сторону меньших частот, ширина полосы возрастает в 3 раза, а коэффициент пропускания в максимуме полосы не меняется. В три раза увеличивается и ширина дополнительной запрещенной зоны, соответствующей $\theta = 29°$, однако ее положение не меняется.

При уменьшении фактора заполнения f, то есть, при уменьшении доли резонансного газа в ФК, параметры спектра пропускания заметно меняются. Наиболее чувствительными к вариации фактора заполнения являются параметры кривой дополнительного пропускания, максимальное значение коэффициента пропускания $T_{\max}$ и ширина линии. При уменьшении f, $T_{\max}$ уменьшается, а ширина кривой пропускания растет.



а *б*

Рис. 3. Частотная зависимость коэффициента пропускания

На рис. 3, *а* сплошная и штриховая линии дополнительной запрещенной зоны, рассчитаны соответственно для $N_1 = 4 \cdot 10^{14}$ см$^{-3}$, $\gamma_1 = 5 \cdot 10^{-7} \omega_1$, $\theta = 29°$; штриховая линия – $N_2 = 3N_1$, $\gamma_2 = 3\gamma_1$; на рис. 3, *б* сплошная и штриховая линии дополнительной полосы пропускания рассчитаны соответственно для $N_1 = 4 \cdot 10^{14}$ см$^{-3}$, $\gamma_1 = 5 \cdot 10^{-7} \omega_1$, $\theta = 30°$; штриховая линия – $N_2 = 3N_1$, $\gamma_2 = 3\gamma_1$. Остальные параметры те же, что и для рис. 2.

С помощью метода трансфер-матрицы проведен расчет спектра пропускания для волн *s*-поляризации, распространяющихся в РФК, состоящем из бесконечных цилиндрических отверстий, заполненных резонансным газом и образующих квадратную решетку в диэлектрической матрице. Показано, что комбинация резонансной дисперсии газа с дисперсией структур с фотонными запрещенными зонами приводит к появлению качественно новых свойств спектра пропускания РФК, появляются узкие полосы прозрачности и запрещенные зоны в спектре пропускания. Показана возможность эффективного управления параметрами пропускания за счет изменения давления газа и сканирования запрещенной зоны относительно частоты резонансного газа путем вариации угла падения. Кроме того, изменение спектра пропускания возможно за счет изменения доли диэлектрика или резонансного газа в структурах с комбинированной дисперсией. Рассмотренные эффекты позволяют расширить возможность создания новых фотонных кристаллов с заданными свойствами. РФК могут быть перспективны для создания узкополосных фильтров с высоким значением контраста фильтрации оптического излучения и спектральных призм с увеличенной дисперсией.

Список литературы

1. Шабанов, В. Ф. Оптика реальных фотонных кристаллов: жидкокристаллические дефекты, неоднородности / В. Ф. Шабанов, С. Я. Ветров, А. В. Шабанов ; Изд-во СО РАН, Новосибирск. – 2005. – 240 с.

2. Опт. и спектр / А. М. Желтиков, А. Н. Наумов, П. Баркер, Р. Б. Майлс. – 2000. – Т. 89. – № 2. – С. 309.

3. Artoni M., Rossa G.La, Bassani F. Phys. Rev. E. 2005. V. 72. P. 046604.

4. Ветров, С. Я. Опт. и спектр / С. Я. Ветров, Тимофеев И. В., А. Ю. Кутукова. – 2009. – Т. 106. – № 5 – С. 840.

5. Ветров С. Я., Тимофеев И. В., Рудакова Н. В. ФТТ. – Т. 52. – Вып. 3. – С. 489 (2010) (в печати).

6. Pendry J.B. J. Mod. Opt., 1994, V. 41, №2, p. 209-229.

ЭЛЕКТРОУПРАВЛЯЕМЫЙ ОПТИЧЕСКИЙ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ НА ОСНОВЕ ОДНОМЕРНОГО ФОТОННОГО КРИСТАЛЛА

О. А. Гергарт[1], В. А. Гуняков[2] (научный руководитель)

[1] *Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ*
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
[2] *Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН*
660036, Красноярск, Академгородок, 50
E-mail: m-d@mail.ru

Одним из важных направлений современной оптоэлектроники является поиск новых перспективных материалов, позволяющих существенно расширить функциональные возможности микроэлектронных устройств. Фотонные кристаллы (ФК) – материалы, диэлектрическая проницаемость которых периодически изменяется в одном, двух или трех измерениях на масштабе длины световой волны – представляют собой ключевые материалы для создания оптических приборов нового поколения [1, 2]. Одним из уникальных свойств ФК является наличие фотонной запрещенной зоны (ФЗЗ) в спектре собственных электромагнитных состояний кристалла. В частности, в трехмерных фотонных кристаллах на определенных частотах спектра могут существовать полные запрещенные зоны, в которых световой волне любой поляризации запрещено распространяться во всех направлениях. Запрещенные зоны имеют необычные дисперсионные свойства, что позволяет реализовать ряд режимов распространения световых волн в фотоннокристаллических структурах. Одномерные (1D) ФК представляют собой многослойные периодические структуры двух диэлектриков с различными показателями преломления $n_{1,2}$ (рис. 1). В отличие от 3D они не имеют полной ФЗЗ, но, тем не менее, представляют интерес ввиду их многофункциональности: 1D ФК широко используются в качестве разнообразных оптических элементов – поляризаторов, фильтров, отражателей и т.п.



Рис. 1. Схематическое представление одномерного фотонного кристалла

Введение дефекта в периодическую структуру кристалла приводит к пространственной локализации света на дефектном слое и появлению внутри ФЗЗ спектра пропускания полос прозрачности, называемых дефектными модами (рис. 2). Большой интерес представляют ФК структуры с перестраиваемыми спектральными характеристиками. В этом плане весьма перспективны ФК, содержащие в качестве структурных элементов, например, такие высокочувствительные материалы, как жидкие кристаллы (ЖК). Разнообразные электро-, магнито- и термооптические эффекты, проявляющиеся в ЖК, позволяют разработать на их основе ряд принципиально новых элементов электронной техники [3].

Для развития методов управления спектральными свойствами фотоннокристаллических материалов актуален поиск эффектов, обеспечивающих переключение ФК ячеек между оптически прозрачным и закрытым состояниями [4]. В работе экспериментально исследуется возможность переключения света, проходящего ФК ячейку с дефектным слоем нематического жидкого кристалла при его переориентации в режиме электрооптического *B*-эффекта.

ФК/ЖК ячейка состоит из двух идентичных мультислойных зеркал (рис. 3), зазор между которыми заполнен слоем нематического ЖК 4-метоксибензилиден-4'-бутиланилин (МББА). В невозмущенном состоянии директор **n** ЖК ориентирован гомеотропно.

Показатели преломления МББА – $n_{\|} = 1{,}765$, $n_{\perp} = 1{,}552$ ($T = 26°C$, $\lambda = 0{,}589$ мкм) для света, поляризованного параллельно (||) и перпендикулярно (⊥) директору. Наличие токопроводящих ITO поверхностей, позволяющих прикладывать к ячейке электрическое напряжение, обеспечивает возможность переориентации директора **n** в планарное состояние (*B*-эффект). При этом для необыкновенной (*e*) волны показатель преломления $n_e(z)$ изменяется от $n_{\perp}$ до $n_{\|}$. Показатель преломления обыкновенной (*o*) волны $n_o = n_{\perp}$ остается неизменным. Светопропускание ФК/ЖК ячейки измерялось на спектрометре КСВУ-23.

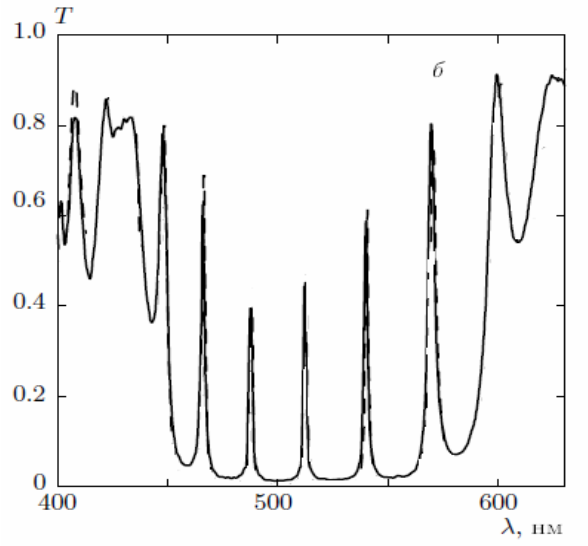


Рис. 2. Спектр пропускания одномерного фотонного кристалла с дефектным слоем

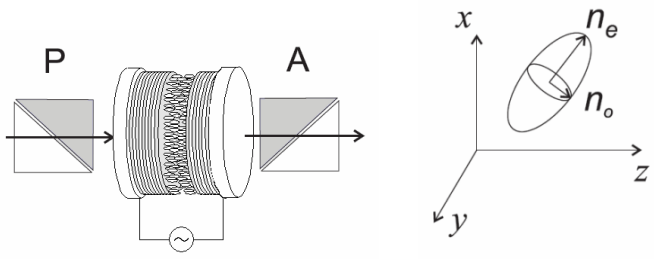


Рис. 3. Схема электрооптической установки для исследования светопропукания ФК ячейки с нематическим ЖК в качестве дефектного слоя в скрещенных поляризаторах

При переориентации слоя нематика из гомеотропного в планарное состояние возникает следующая проблема: не определена конечная ориентация директора и образец не остается «монокристаллическим», а содержит множество омбилических дефектов [5]. Существует несколько способов устранения подобных дефектов путем задания преимущественного направления директора. Одним из них является смещение подложек относительно друг друга, вследствие чего директор устанавливается вдоль направления смещения. Некоторые способы основаны на использовании слабо наклонного гомеотропного упорядочения, получаемого методами напыления или натирания поверхности подложки. Для решения проблемы нами использовалась специальная методика обработки поверхности, которая заключалась в следующем. На поверхность зеркал наносилась пленка водного раствора поливинилового спирта (ПВС), легированного катионным детергентом цетил-триметил-аммоний бромистый (ЦТАБ). В растворе ПВС детергент распадается на ионы брома Br^- и $ЦТА^+$. Ионы брома не оказывают заметного влияния на граничные условия, в то время как ионы $ЦТА^+$ в пленке ПВС задают гомеотропную ори-

ентацию молекул нематического жидкого кристалла. Предварительно, для получения однородной планарной ориентации жидкого кристалла, нанесенная пленка ПВС подвергалась однонаправленному механическому натиранию.

Были исследованы поляризованные спектры пропускания ФК/ЖК ячейки от величины приложенного напряжения. Установлено, что выше порога Фредерикса $U_{кр.}$ спектр дефектных мод разделяется на две независимые ортогонально поляризованные компоненты с максимумами на длинах волн $\lambda_o = 2Ln_o / m_o$ и $\lambda_e = 2Ln_e / m_e$. Здесь $m_{o,e}$ – порядковые номера дефектных мод. Изучена полевая трансформация спектра дефектных мод ФК/ЖК ячейки, помещенной между скрещенными поляризаторами. До порога Фредерикса $U < U_{кр.}$ имеет место вырождение *e*- и *o*-мод с одинаковым порядковым номером $(m_e = m_o)$, и свет не проходит через ячейку во всем спектральном диапазоне. При $U \geq U_{кр.}$ вырождение снимается, и появляются обе компоненты пропускания, одна из которых (*o*) не смещается по спектру, а вторая (*e*) – сдвигается в длинноволновую область и поочередно интерферирует с рядом *o*-мод, имеющих номера $m_o - 1$, $m_o - 2$, ... и т. д. Результатом интерференции является амплитудная модуляция проходящего через ячейку света, наблюдаемая на фиксированных длинах волн, соответствующих обыкновенным модам.

Таким образом, продемонстрировано электрооптическое переключение света на основе одномерного фотонного кристалла с нематическим ЖК в качестве дефектного слоя в режиме *B*-эффекта.

Список литературы

1. Busch K., Wehrspohn R. B., Lolkes S. Photonic Crystals: Advances in Design, Fabrication, and Characterization. – Berlin: J. Wiley & Sons, 2004, 354 p.

2. Шабанов, В. Ф. Оптика реальных фотонных кристаллов. Жидкокристаллические дефекты, неоднородности / В. Ф. Шабанов, С. Я. Ветров, А. В. Шабанов. – Новосибирск : Изд-во СО РАН, 2005. – 240 с.

3. Kitzerow H. Liquid Crystals Today. – 2002. V.11. P. 3–7.

4. Зырянов В. Я., Гуняков В. А., Мысливец С. А. и др. // Российские нанотехнологии. – 2008. – Т. 3. – № 11–12. С. 118–122.

5. Rapini A. J. de Phys. —1973, V. 34, P. 629–633.

ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МАГНИТНОЙ МИКРОСТРУКТУРЫ НАНОТОЧЕК

П. Н. Соловьев, А. В. Изотов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: so1ap@ya.ru

На основе численного моделирования приведено исследование магнитной микроструктуры наноточек. Определено влияние геометрических и магнитных параметров наноточки на существование однодоменного и вихревого магнитного состояния.

Работа поддержана ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы.

В последние десятилетия наблюдается резкий скачек развития информационных технологий. Вместе с тем, возникает колоссальная потребность в устройствах для хранения все больших, и больших объемов данных. Значительный рост плотности магнитной

записи, наблюдаемый в последние годы, не может сохранять существующую тенденцию, так как современные принципы создания жестких дисков уже приблизились к фундаментальным физическим пределам. Во-первых, размеры областей, соответствующих индивидуальным битам информации, ограничиваются суперпарамагнитным пределом, а во-вторых, само получение достаточно малых битов сопряжено с определенными трудностями – магнитные наночастицы агрегируются, химически реагируют, перемагничивают друг друга и т. п.

Для преодоления этих физических ограничений был предложен ряд методов, одним из которых является использование структурированного носителя (patterned media) [1]. В обычном магнитном диске записывающий слой состоит из беспорядочно расположенных зерен ферромагнитного сплава (рис. 1). Для записи бита информации требуются сотни таких зерен, и хотя размер каждого из них достаточно мал, высокая плотность записи не может быть достигнута. А вот если зерна имеют одинаковые размеры и расположены упорядоченно, то каждый из них может выступать в роли бита информации. При таком подходе существующая плотность записи может быть увеличена на порядок [1].

Таким образом, для увеличения плотности записи необходимо переходить на нанометровые размеры информационных битов носителя. Одним из перспективных структурированных носителей информации наноразмерных масштабов являются магнитные наноточки (рис. 1, на вставке справа).

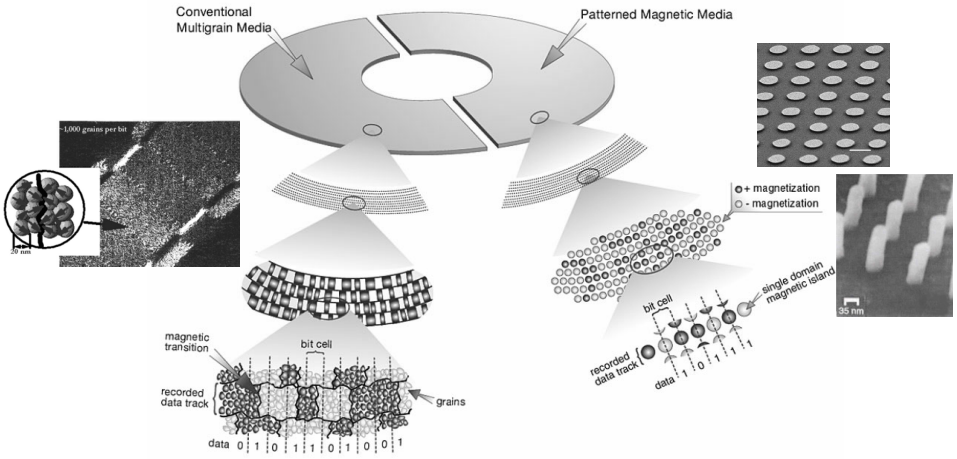


Рис. 1. Стандартная схема записи (слева) и схема записи с использованием структурированного носителя (справа)

В таких структурах реализуются уникальные микромагнитные конфигурации, не встречающиеся в массивных образах, представленных на рис. 2. Одной из них является вихревое или «вортексное» (vortex) состояние намагниченности, образуемое в результате конкуренции магнитостатической энергии и энергией обменного взаимодействия. На основе этого микромагнитного состояния можно создать магнитную память с высокой плотностью записи [2, 3].

Магнитный вихрь представляет собой закручивающееся распределение намагниченности с магнитным моментом, направленным в плоскости магнитной пленки везде, кроме центра вихря. В центре вихря магнитный момент выходит из плоскости и становится под прямым углом (рис. 2, *b*), создавая отличную от нуля перпендикулярную составляющую намагниченности. В зависимости от направления намагниченности в центре вихря («вверх» или «вниз») различают положительную и отрицательную поляризацию вихря, которые можно использовать как «ноль» и «единицу» для записи бита информации. Важно отметить, что магнитный момент вихря практически равен нулю, таким образом, маг-

нитное взаимодействие двух или более вихрей во много раз меньше взаимодействия однородно намагниченных магнитных элементов того же объема. Это свойство является чрезвычайно перспективным с точки зрения создания новых элементов магнитной памяти, в которой информация хранится в виде состояния намагниченности плотно упакованных магнитных элементов.

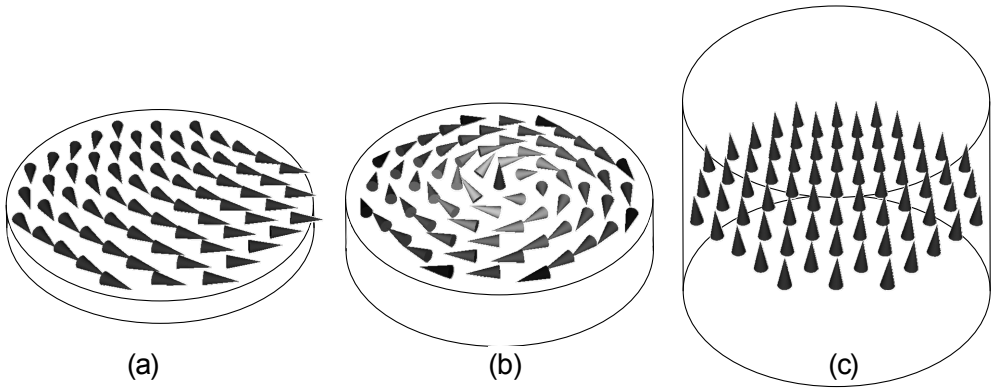


Рис. 2. Микромагнитные конфигурации наноточек: *a* – планарное монодоменное △; *b* – вихревое или «вортексное» ●; *c* – ортогональное монодоменное △ состояние намагниченности

В связи с вышесказанным очень важным и актуальным является исследование влияния различных геометрических и магнитных параметров на процессы формирования магнитной микроструктуры в наноточках. В качестве метода исследования нами был выбран метод, основанный на численном микромагнитном моделировании. Математическое моделирование является важнейшим инструментом исследования в нанофизике и нанотехнологиях. Это обусловлено трудностью получения экспериментальными методами достоверной информации об объектах, часто обладающих сложной геометрией с размерами порядка 1–100 нм. С другой стороны, для методов расчета ab inizio такие объекты представляются практически недоступными, так как содержат в себе гигантское число степеней свободы. Что касается микромагнитного моделирования рассматриваемых наноструктур, то в настоящее время это адекватный и вполне надежный метод топографирования магнитной структуры нанообъектов, моделирования процессов перемагничивания и динамических свойств, хотя и довольно трудоемкий с точки зрения компьютерной физики и требующий для решения многих задач значительных ресурсов. В данной работе мы использовали общепризнанный пакет микромагнитного моделирования OOMMF [4].

Результаты исследования влияния геометрических размеров наноточки (диаметра d и ее толщины h) на равновесную магнитную конфигурацию намагниченности обобщены в виде фазовых диаграмм, представленных на рис. 3. Расчеты были выполнены для трех различных материалов наноточек: кобальта Co (рис. 3, *a*), никеля Ni (рис. 3, *b*) и железа Fe (рис. 3, *c*).

Намагниченность насыщения M_s, а также константа обменного взаимодействия A для кобальта принимались равными $M_s = 1400\times10^3$ А/м и $A = 30\times10^{-12}$ Дж/м. Магнитные параметры для двух других материалов составляли: $M_s = 490\times10^3$ А/м и $A = 9\times10^{-12}$ Дж/м для никеля Ni и $M_s = 1700\times10^3$ А/м и $A = 21\times10^{-12}$ Дж/м для железа Fe. Во всех трех случаях наноточки принимались магнитоизотропными.

Из диаграмм видно, что при маленьких толщинах порядка 5–40 нм в исследуемых образцах формируется планарное монодоменное состояние намагниченности (рис. 2, *a*) условно обозначенное на рис. 3 заштрихованным треугольным маркером △. Причина такого распределения магнитных моментов - превалирование обменной энергии над магнитостатической. Обменные силы заставляют магнитные моменты ориентироваться парал-

лельно, в то время как магнитостатические силы противостоят образованию магнитных полюсов. Чем меньше образец, тем существеннее роль обменных сил. При больших размерах наноточек намагниченность конфигурируется таким образом, чтобы избегать формирования полюсов на поверхности, что приводит к закручиванию магнитных моментов и формированию вихревой структуры (рис. 2, *b*). На диаграмме такая структура условно изображена черным круглым маркером ●. Важно отметить, что переход из планарного монодоменного состояния в вихревую достаточно резкий. Это связано с разрушением одной симметрии (однородной намагниченности) и формированием другой (цилиндрической симметрии).

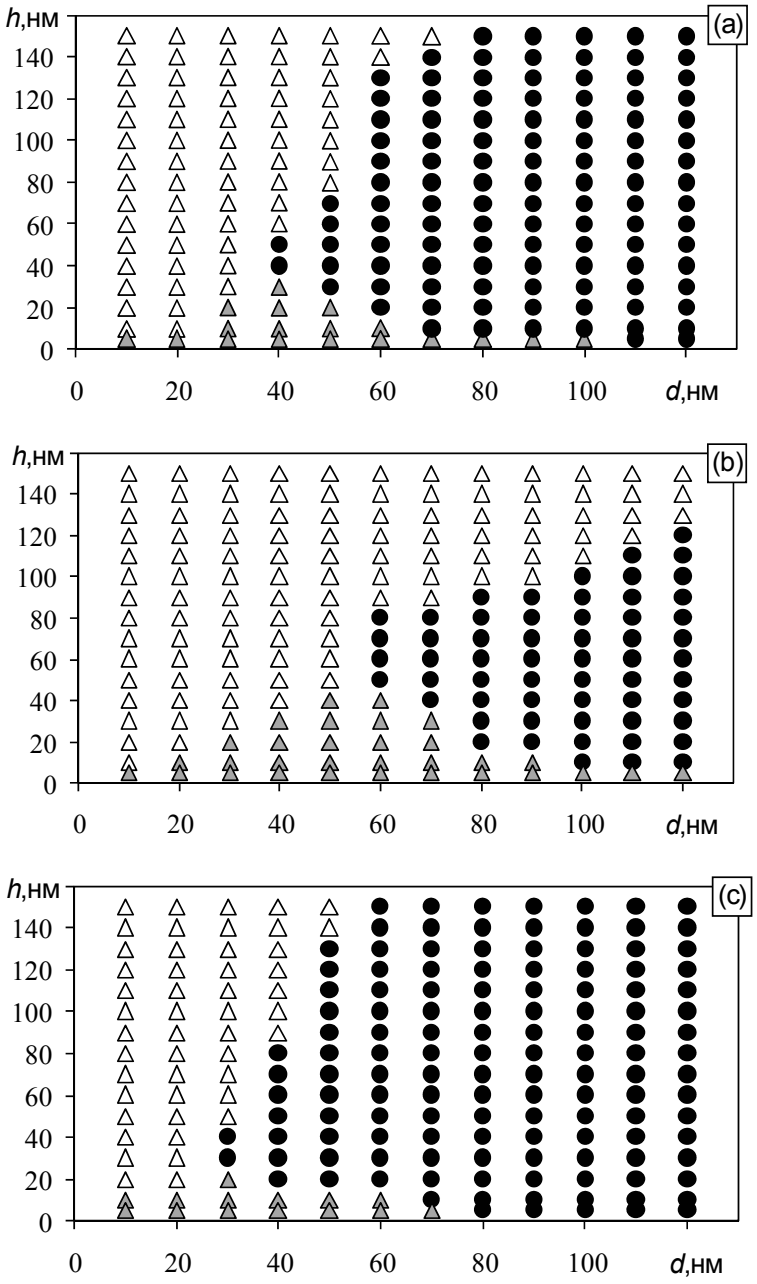


Рис. 3. Фазовые диаграммы равновесной намагниченности наноточки для:
a – кобальта Co; *b* – никеля Ni; *c* – железа Fe.
Обозначения: *d* – диаметр, *h* – толщина наноточки, △ - планарная монодоменная,
● – вихревая и △ – ортогональная конфигурация намагниченности

При большом соотношении между толщиной и диаметром h/d наноточки образуется монодоменное состояние, с направлением всех магнитных моментов параллельно оси цилиндра (рис. 2, *c*). Такое ортогональное монодоменное состояние намагниченности, обозначенное на диаграммах треугольным маркером △, возникает в силу большой анизотропии формы с осью легкого намагничивания вдоль оси наноточки. Переход из планарного монодоменного или вихревого состояния в перпендикулярное происходит относительно плавно. Поэтому граница перехода на диаграммах рис. 3 определена несколько условно. Тем не менее, при соотношениях h/d больше 1.5–2 перпендикулярная конфигурация является устойчивой, что позволяет сделать вывод о возможности использовать это состояние для сверхплотной перпендикулярной записи.

Анализ полученных фазовых диаграмм с точки зрения возможного применения вихревой микромагнитной структуры намагниченности для нужд сверхплотной магнитной записи показывает, что минимальные размеры наноточки с устойчивым вортексом достигаются для железа Fe. Диаметр такой наноточки составляет всего 30 нм. Для кобальта Co минимальный размер составляет 40 нм. Тогда как для никеля Ni, с самой малой из исследуемых материалов величиной намагниченности насыщения M_s, наноточка имеет худшие размеры – 60 нм. Преимущество железа объясняется относительно лучшим соотношением между магнитостатическим и обменным взаимодействием. Высокая намагниченность насыщения железа приводит к образованию значительных магнитных зарядов на поверхности наноточки даже при небольшом ее размере, в то время как относительно небольшая константа обмена приводит к меньшему обменному взаимодействию, например, чем у кобальта. В связи с этим вихревая структура (замкнутый магнитный поток) становится энергетически более выгодной, чем однородная при сравнительно небольших размерах наноточки.

Таким образом, можно сделать вывод, что параметры материала существенным образом влияют на условия формирования вихревой конфигурации намагниченности. Поэтому большой теоретический интерес представляет изучение влияния намагниченности насыщения M_s и обменного взаимодействия A на минимальные размеры наноточки с вихревой микромагнитной структурой.

С этой целью было проведено исследование зависимости микромагнитной конфигурации от намагниченности насыщения M_s и размера наноточки при постоянном соотношении между ее диаметром и толщиной, равным $h = 3/5\ d$. Кроме того в расчетах учитывалось постоянное значение обмена A равное 15×10^{-12} Дж/м. Соответствующая фазовая диаграмма для равновесной намагниченности наноточки приведена на рис. 4, *a*. Видно, что с увеличением M_s минимальный размер наноточки с вихревой магнитной конфигурацией быстро уменьшается вплоть до 20 нм. После чего требуется более чем двукратный рост M_s до величины порядка 4000×10^3 А/м для того, чтобы размер наноточки уменьшился вдвое и стал равным 10 нм.

На рисунке 4b представлена фазовая диаграмма равновесного состояния намагниченности от величины константы обмена A и размера наноточки. Как и в предыдущем исследовании, соотношение между диаметром и толщиной наноточки оставалось постоянным $h = 3/5\ d$. Значение намагниченности насыщения в расчетах принималось равным $M_s = 1400\times10^3$ А/м. Анализ диаграммы показывает также сильное влияние параметра обмена на минимальный размер наноточки с вихревой магнитной конфигурацией.

Оценка плотности записи для структурированных магнитных носителей, состоящих из массива 30 нанометровых наноточек железа, дает величину порядка 600 Гбит на квадратный дюйм, что в несколько раз превосходит максимальную плотность записи современных жестких дисков. Выбор материала с высокой намагниченностью насыщения и небольшой константой обменного взаимодействия позволяет добиться размера наноточки с устойчивой вихревой микромагнитной структурой порядка 10 нм в диаметре. Это в свою очередь позволит увеличить плотность записи еще на порядок до 5,5 Тбит на квадратный дюйм.

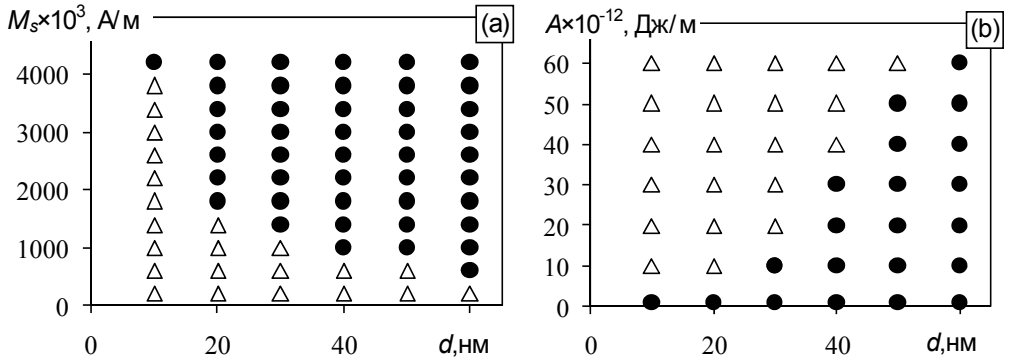


Рис. 4. Фазовые диаграммы равновесной намагниченности наноточки при постоянном соотношении $h = 3/5\ d$ (d – диаметр, h – толщина наноточки): *a* – в пространстве «намагниченность насыщения M_s – размер d» для $A=15\times10^{-12}$ Дж/м; *b* - в пространстве «константа анизотропии A – размер d» для $M_s=1400\times10^3$ А/м. Обозначения: ● – вихревая, △ – ортогональная конфигурация намагниченности

Следует отметить, что для достижения таких высоких показателей еще необходимо преодолеть ряд технических трудностей, к числу которых относятся: синтез подходящих магнитных материалов, разработка технологий производства относительно больших и качественных наноструктурированных носителей и пр. В настоящее время этой области уделяется максимум внимания ведущих мировых ученых, благодаря чему в последние годы наметились определенные успехи для решения этих проблем [5].

Список литературы

1. Чеченин, Н. Г. Магнитные наноструктуры и их применение : учеб. пособие / Н. Г. Чеченин. – М. : Книжный дом Университет, 2008. – 166 с.

2. B. Van Waeyenberge et al., Magnetic vortex core reversal by excitation with short bursts of an alternating field. - Nature (London), 444, p. 461-464, (2006).

3. J. Thomas, Magnetism: Vortex ups and downs. - Nature Nanotechnology 2, 206 (2007).

4. http://math.nist.gov/oommf/

5. Qiangfei Xia, Stephen Y Chou. The fabrication of periodic metal nanodot arrays through pulsed laser melting induced fragmentation of metal nanogratings. – Nanotechnology, 20, 285310, (2009).

ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА КОМПОЗИТОВ НА ОСНОВЕ МЕХАНИЧЕСКИ АКТИВИРОВАННЫХ ФЕРРИТОВ Z-ТИПА

О. А. Кочеткова, А. Е. Леухина, А. Н. Бабинович, О. А. Доценко (научный руководитель)

Томский государственный университет
634050, Томск, пр. Ленина, 36
E-mail: apr@mail.tsu.ru

В статье представлены результаты измерений электрофизических характеристик композита вододисперсионная краска + порошок гексаферрита Co_2Z. Описан метод изготовления экспериментальных образцов. Полученные результаты могут быть получены для расчета поглотителей электромагнитных волн.

В последнее десятилетие в современную технику всё больше внедряются новые магнитные материалы, так как они обладают оптимальным сочетанием магнитных и других физических характеристик [1–3]. В отличие от них классические магнитные материалы не могут удовлетворить потребности быстро развивающейся техники.

Вид частотных зависимостей магнитной проницаемости $\mu^*(\omega) = \mu'(\omega) - i\mu''(\omega)$ материалов существенным образом зависит от статических магнитных характеристик – намагниченности насыщения и магнитной анизотропии, – которые определяются кристаллографической структурой, химическим составом, температурой и другими факторами, а диэлектрическая проницаемость $\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon'(\omega) - i\,\varepsilon''(\omega)$ – от поляризационных свойств вещества. В [1] предложен ряд соотношений, использующих связь статических и динамических характеристик, для оценки границ применимости магнитодиэлектриков в частотной области электромагнитного излучения.

Расчет эффективных значений мнимой и действительной составляющих магнитной проницаемости можно провести, используя теорию обобщенной проводимости композиционных смесей [4]. Кроме того, на $\mu^*(\omega)$ и $\varepsilon^*(\omega)$ влияет степень измельчения исследуемого материала. Важно подчеркнуть, что теория композиционных смесей не дает корректных соотношений, учитывающих перераспределение вкладов поверхностной и объемной анизотропии.

Известно, что идеальным радиопоглощающим материалом является материал, у которого значения диэлектрической $\varepsilon^* = \varepsilon' - i\varepsilon''$ и магнитной $\mu^* = \mu' - i\mu''$ проницаемостей равны. На практике создание материала с $|\varepsilon| = |\mu|$ является сложной задачей, так как диэлектрические и магнитные свойства обусловлены различными физическими механизмами. Равенство диэлектрической и магнитной проницаемостей в узком диапазоне частот может быть достигнуто в многокомпонентных композиционных материалах.

В последнее время во многих странах мира ведется активная разработка новых композитов с различными свойствами, которыми не обладают однородные материалы. Уделяется большое внимание созданию радиопоглощающих материалов, которые в свою очередь являются композитами, а также способам получения радиопоглощающего покрытия. Для изготовления радиопоглотителей используют различные полимеры в качестве связующих: эпоксидную смолу, резину, латекс, силикон и другие. В качестве поглощающего наполнителя используют различные однородные материалы: порошкообразный феррит, карбонильное железо, ароматические мономеры, графит, сегнетоэлектрики, кермет, сажу и другие [5–7].

Целями данной работы являлись: отработка методики изготовления образцов разной массовой концентрации на основе вододисперсионной краски и магнитного наполнителя – порошка гексаферрита Co_2Z с разным временем механической активации, – а также измерение их динамических характеристик – спектров магнитной и диэлектрической проницаемости.

Экспериментальные образцы изготовлялись следующим образом. Предварительно высушенный порошок гексаферрита с линейными размерами частиц не более 100 мкм и вододисперсионная краска в требуемых массовых пропорциях взвешивались на весах Shimadzu AUX – 320 (погрешность ±0,5 мг). После этого составные части композита тщательно перемешивались до однородного состояния. Полученная смесь наносилась на плоскую фторопластовую пластину тонким слоем толщиной до 15 мкм. После высушивания слоя в течение 2 часов наносился еще один слой. Процесс повторялся до достижения требуемой толщины (~ 40–50 мкм). Учитывалось уменьшение массы готового образца при высыхании краски. Из полученных пластин вырезались полоски шириной 2 мм и длиной 70 мм для дальнейших исследований.

Экспериментальная установка для исследования динамических характеристик материалов состоит из векторного анализатора цепей Agilent Technologies E8363B и набора трех прямоугольных резонаторов, охватывающих частотный диапазон от 3 ГГц до 13,5 ГГц.

Для измерения электромагнитных характеристик используется резонансный метод: сначала снимается АЧХ пустого резонатора, а затем АЧХ резонатора с помещенным в него образцом. При этом измеряются резонансная частота (ω и ω_0) и полуширина резонанс-

ной кривой ($\omega'' - \omega'$, $\omega_0'' - \omega_0'$). Для расчета мнимой и вещественной частей характеристик вещества измеренные величины подставляются в формулы [8], после чего строятся зависимости $\mu'(f)$, $\mu''(f)$ и $\varepsilon'(f)$, $\varepsilon''(f)$.

На рис. 1 и 2 приведены зависимости $\mu^*(f)$ и $\varepsilon^*(f)$ образцов состава порошок гексаферрита Co_2Z – вододисперсионная краска (50:50 процентов по массе), для диапазона частот 7–13,5 ГГц. Также измерены аналогичные зависимости в диапазонах 3–5,5 ГГц и 6–8,9 ГГц для других концентраций и размеров включений.

В исследуемом диапазоне частот диэлектрическая проницаемость неактивированного образца областей дисперсии не имеет, а магнитная проницаемость имеет область дисперсии, как видно из уменьшения μ'' (рис. 2, *б*).

При активации порошка в высокоэнергетических мельницах с отношением массы шаров к массе порошка 20:1 наблюдаются изменения параметров материалов. А именно, из рис. 1, *а* и *б* видно, что при частотах от 9 ГГц и выше ε' и ε'' уменьшаются по сравнению с исходным порошком, а при частотах ниже 9 ГГц значение ε'композита больше, чем у исходного порошка.

В зависимостях $\mu'(f)$ (рис. 2, *а*) и $\mu''(f)$ (рис. 2, *б*) имеется минимум μ' для порошка, активированного в течение 1 минуты. Причем у измельченного порошка μ' для 1 и 2 минут больше ($\mu' = 1{,}2–1{,}4$), а для 30 с и 3–5 минут – меньше ($\mu' \approx 1$), чем у исходного, а μ'' – уменьшилось ($\mu'' = 0{,}1–0{,}3$).

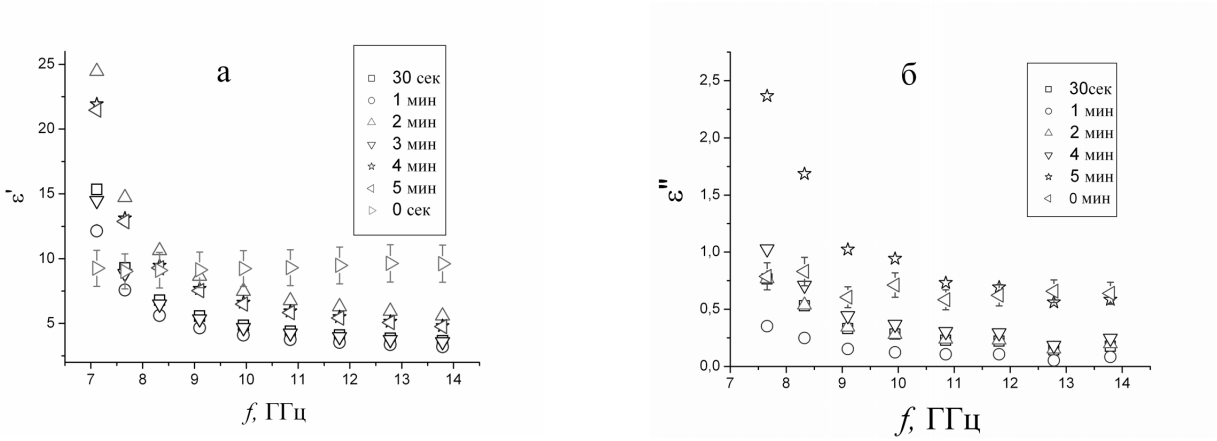


Рис. 1. Спектры диэлектрической проницаемости композита вододисперсионная краска – порошок Co_2Z

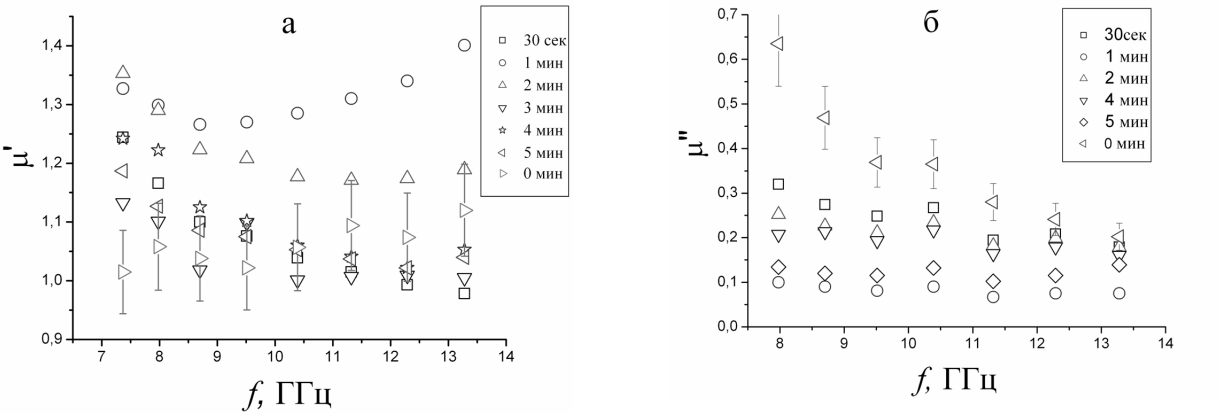


Рис. 2. Спектры магнитной проницаемости композита вододисперсионная краска – порошок Co_2Z

В результате работы были изготовлены экспериментальные образцы поглотителя и измерены спектры магнитной и диэлектрической проницаемостей, представленные на рис. 1, 2.

По полученным спектрам в дальнейшем планируется рассчитать характеристики (коэффициенты поглощения и отражения) поглотителя [9], который можно использовать в качестве элемента защиты от электромагнитного излучения как гражданских, так и военных объектов.

В дальнейшем планируется получить динамические характеристики данного композита с учетом концентрационных и размерных зависимостей наполнителя.

Список литературы

1. Смит, Я. Ферриты / Я. Смит, Х. Вейн; пер. с англ. – М. : Мир, 1962. – С. 350–352.

2. Никитин, С. А. Магнитные структуры в кристаллических и аморфных телах / С. А. Никитин // Соросовский журнал. – Физика. – 1996. – С. 87–95.

3. K. S.K. Yeo, M. J. Lancaster New model for the effective permeability of ferrite microstrip // Mater. Let. – 1999. – № 10 – P. 105 – 110.

4. Алексеев, А. Г. Эластичные магнитные материалы / А. Г. Алексеев, А. Е. Корнев. – М. : Химия, 1976. – 200 с.

5. Пат. RU2107705. Радиопоглощающий материал и способ его приготовления. – № 96121504/04; заявл. 04.11.1996; опубл. 27.03.1998.

6. Пат. RU2200749. Радиопоглощающий материал и способ его изготовления. – № 2000129275/04; заявл. 22.11.2000; опубл. 20.03.2003.

7. Пат. RU2200177. Способ получения радиопоглощающего покрытия. – № 2001122146/04; заявл.07.08.2001; опубл.10.03.2003.

8. Сусляев, В. И. Прямоугольный многомодовый сверхвысокочастотный резонатор : метод. пособие / В. И. Сусляев. – Томск : Изд-во ТГУ. – 1994. – 22 с.

9. Розанов, К. Н. Влияние дисперсии магнитной проницаемости на широкополосность магнитных радиопоглотителей / К. Н. Розанов, С. Н. Старостенко // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 48. – № 6.– С. 715–723.

Работа выполнялась в рамках проекта №2.1.1/7142 «Процессы формирования магнитных характеристик наноразмерных порошков и наноструктур поликристаллических оксидных ферримагнетиков» аналитической ведомственной целевой программы «Развитие научного потенциала высшей школы (2009–2010 гг.)».

РАСЧЕТ ЭФФЕКТИВНОЙ МАГНИТНОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ КОМПОЗИЦИОННЫХ РАДИОМАТЕРИАЛОВ НА ОСНОВЕ НАНОРАЗМЕРНЫХ ЧАСТИЦ

Е. Ю. Коровин, В. И. Сусляев (научный руководитель)

Томский государственный университет
634050, Томск, пр. Ленина, 36
E-mail: korovin_ey@mail.tsu.ru

Исследуется коэффициент прохождения композитов на основе углеродных нанотрубок и их смеси с нанопорошком гексаферрита. Исследование проводилось на измерителе модуля коэффициента передачи и отражения Р2М-04. Коэффициент прохождения зависит от массовой доли нанотрубок.

Теория композиционных смесей позволяет по формулам, описывающим обобщенную проводимость (магнитную и диэлектрическую проницаемости, удельную проводимость, удельную теплоемкость), рассчитать магнитную и диэлектрическую проницаемо-

сти композиционных радиоматериалов по заданным значениям ε*, μ* и объемного содержания компонентов смеси. Для магнитных материалов широко применяется ряд соотношений для двухкомпонентных смесей: Бруггемана; Оделевского для статистических смесей; но наиболее часто используется формула Максвелл-Гарнета (МГ), разработанная для матричных структур со сферическими включениями. Отметим, что в расчетах электромагнитных характеристик композитов, как правило, используются известные значения магнитной и диэлектрической проницаемостей для массивных образцов, в то время как при изготовлении композиционного материала используются порошки, размер которых изменяется от сотен микрон до десятков нанометров.

При размельчении материала для составления композиционной смеси на поверхности частиц образуется структурно-дефектная область, свойства которой могут существенно отличаться от объемной части. Однако при обычных размерах частиц порошка (порядка сотен микрометров) влиянием поверхности можно пренебречь. Справедливость данного заключения неоднократно подтверждалось совпадением расчетов электромагнитных параметров композитов для крупных порошков с экспериментальными результатами [1–3].

В наноразмерных порошках происходит заметное изменение электромагнитных характеристик из-за перераспределения вкладов поверхностной и объемной фракций порошка в общую величину того или иного свойства. В частности, такое явление отмечено для ферромагнитных порошков нанометрового размера, когда вклады «поверхностного» магнетизма становятся соизмеримыми с объемным.

Представляет интерес произвести оценку вклада поверхности в величину магнитной проницаемости композиционного материала на основе магнитных нанопорошков в зависимости от размера частиц активной фазы. Учет вклада поверхности можно свести к определению некоторой эффективной проницаемости всей частицы. Для определения эффективной магнитной проницаемости воспользуемся моделью двухслойного шара. Правомерность применения модели шара подтверждается работой [1], в которой показано, что модель матрицы со сферическими включениями хорошо работает для ферритов с гексагональной кристаллической структурой.

Полученное нами выражение позволяет рассчитать эффективную магнитную проницаемость двухслойного шара, которая и должна быть использована при расчете магнитной проницаемости композита.

$$\frac{\mu_{\text{эффек}}-1}{\mu_{\text{эффек}}+2}=\frac{1}{\mu+2}\left(\frac{(\mu-1)(2\mu+\mu_1)(2+\mu)R^3-(\mu-\mu_1)\left[2(\mu-1)^2+9\mu\right]R_1^3}{(2\mu+\mu_1)(2+\mu)R^3-2(\mu-\mu_1)(\mu-1)R_1^3}\right),$$

где $\mu_{\text{эффек}}$ – эффективная проницаемость двухслойного шара.

В качестве примера на рис. 1, 2 приведены зависимости эффективной проницаемости частиц нанометрового размера с магнитными проницаемостями: μ1 = 4,6 и μ1 = 6.

Эти величины соответствуют значениям начальной проницаемости гексаферритов $Co_{0,6}Zn_{1,4}W$; $Co_{0,7}Zn_{1,3}W$ [1, 4–6] для разных толщин поверхностного слоя. Толщина поверхностного слоя выбиралась в размерах, кратных и дробных параметру с кристаллической структуры. Для гексаферритов W типа этот параметр равен 3,28 нм.

Пределы изменения толщины поверхностного слоя выбраны по результатам работ [7–9], в которых методом селективной по глубине конверсионной мессбауэровской спектроскопии и рентгеноструктурным анализом показано, что для гексаферритов толщина магнитовозмущенной структуры составляет 2–5 нм.

В этих же работах отмечается значительное падение величины начальной магнитной проницаемости за счет разрушения магнитоупорядоченной структуры.

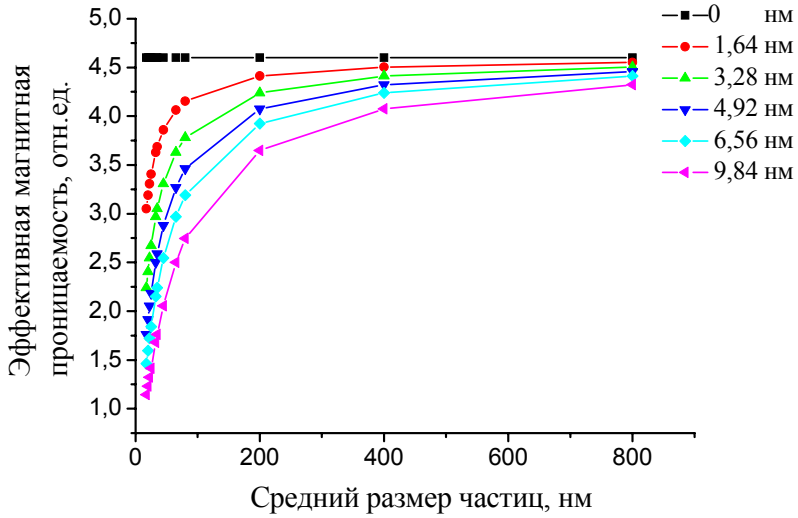


Рис. 1. Расчетные значения эффективной магнитной проницаемости материала $Co_{0,6}Zn_{1,4}W$ по модели двухслойного шара с параметрами внешнего слоя: $\mu = 1,1$

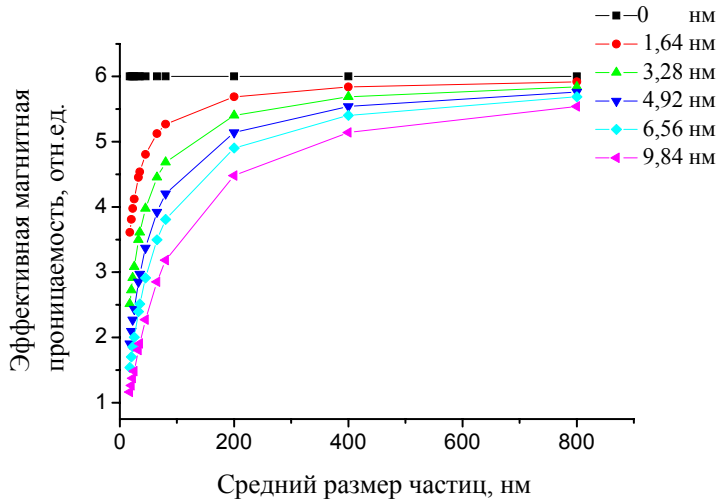


Рис. 2. Расчетные значения эффективной магнитной проницаемости материала $Co_{0,7}Zn_{1,3}W$ по модели двухслойного шара с параметрами внешнего слоя: $\mu = 1,1$

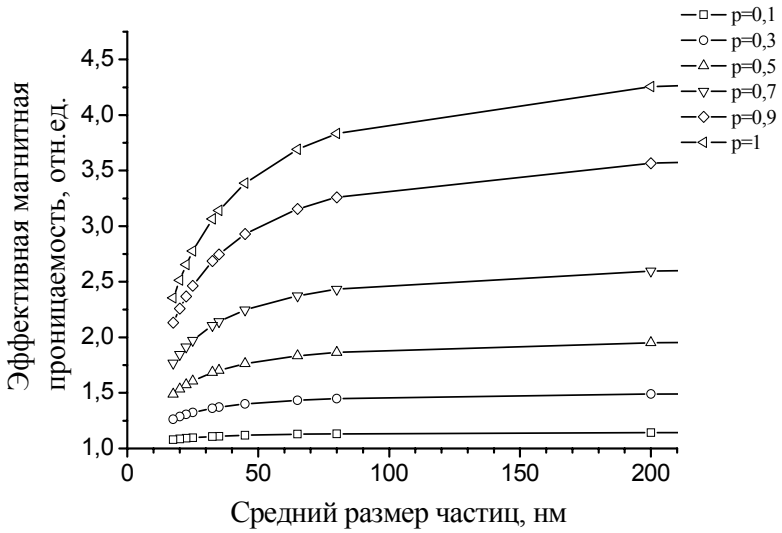


Рис. 3. Расчет эффективной магнитной проницаемости композиционной смеси с учетом размерного эффекта для гексаферритов $Co_{0,6}Zn_{1,4}W$

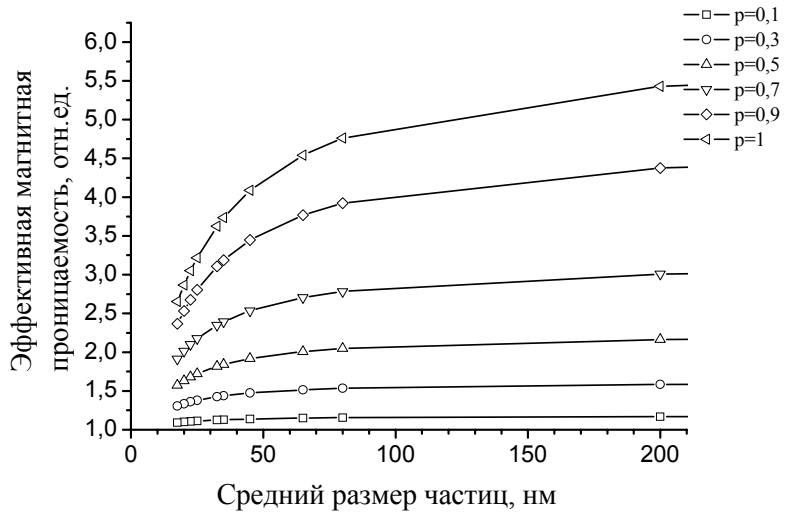


Рис. 4. Расчет эффективной магнитной проницаемости композиционной смеси с учетом размерного эффекта для гексаферритов $Co_{0,7}Zn_{1,3}W$

Проведенный расчет показал, что эффективная магнитная проницаемость двухслойного шара начинает быстро уменьшаться при подходе размера частицы к нанометровой области (100 нм и ниже).

Понятно, что уменьшение происходит тем быстрее, чем больший контраст между поверхностной и объемной областями и чем больше толщина поверхностного слоя.

Для значения магнитной проницаемости поверхностного объема $\mu = 1,1$ и толщины поверхностного слоя $h = 1,64$ нм наночастиц гексаферритов $Co_{0,7}Zn_{1,3}W$, $Co_{0,6}Zn_{1,4}W$ это уменьшение составляет: при 100 нм – 10 %, при 35 нм – 35 %.

На рис. 3, 4 приведены расчеты эффективной магнитной проницаемости композиционной смеси на основе наноразмерных порошков гексаферритов по формуле МГ при различных концентрациях р активной фазы, толщине поверхностного слоя, равной одному значению параметра с кристаллической решетки. При этом взаимодействие частиц не учитывалось.

Проведенный в рамках модели двухслойного шара учет перераспределения вкладов объема поверхностного слоя и основного объема частицы при достижении ее размеров нанометровой области показывает существенное уменьшение эффективной магнитной проницаемости частицы.

Этот результат указывает на необходимость корректировки соотношений теории композиционных смесей при использовании их для расчета эффективной проницаемости композиционного материала на основе наноразмерных порошков активной фазы.

Список литературы

1. Li Z.W., Chen L., Ong C.K. High-frequency magnetic properties of W-type barium ferrite BaZn2-xCoxFe16O27 composites // J. Appl. Phys. 2003. V. 94. № 9. P. 5918 – 5924.

2. Алексеев, А. Г. Эластичные магнитные материалы / А. Г. Алексеев, А. Е. Корнев. – М. : Химия, 1976. – С. 55–56.

3. Поливанов, К. М. Электродинамика вещественных сред / К. М. Поливанов. – М. : Энергоатомиздат, 1988. – 288 с.

4. Смит, Я. Ферриты / Я. Смит, Х. Вейн. – М. : Изд-во иностранной литературы, 1962. – 504 с.

5. Особенности спектров магнитной проницаемости гексаферритов $Co_{2-x}Zn_xW$в области спин-ориентационного перехода / В. А. Журавлёв, В. И. Сусляев, Е. П. Найден, В. И. Кириченко // Изв. вузов. Физика. – 1990. – № 9. – С. 107–109.

6.Сусляев, В. И. Частотные зависимости магнитной проницаемости наноразмерных порошков гексаферритов системы $Co_xZn_{2-x}W$ / В. И. Сусляев, О. А. Доценко, Е. Ю. Коровин // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. – Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2004. – С. 310–312.

7. Определение вклада поверхностной анизотропии в поле магнитной анизотропии нанокристаллического порошка феррита бария при различных температурах / Л. П. Ольховик, З. И. Сизова, Е. В. Шуринова, А. С. Камзин // ФТТ. – 2005. – Т.47. – Вып. 7. – С. 1261–1264.

8. Sepelak V., Heitjans P., Becker K. Local structure and origin of the particle size- and shape- dependent magnetic properties of nanocrystallinne complex oxides // Book of abstracts 3 International Conference «Fundamental bases of mechanochemical techologies». Novosibirsk, Russia: Publishers NSU, 2009. C. 59.

9. Magnetic properties of hexaferrite nanosized powders produced via mechanoactivation / E.P. Naiden, V.A. Zhuravlov, V.I. Itin et al. // Science of Sintering, Belgrad. 2005. V. 35. P. 107 – 114.

ИЗМЕРЕНИЕ ПРОВОДИМОСТИ И ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ПОРИСТОГО КРЕМНИЯ ИМПЕДАНСНЫМ МЕТОДОМ

М. К. Рыбников, А. Н. Масленников, И. В. Подшивалов,
Н. А. Дрокин (научный руководитель)

Институт физики им. Л. В. Киренского СО РАН
660074, Красноярск, Академгородок, 50
E-mail: drokin@iph.krasn.ru

Предложен способ измерения электрофизических характеристик пористой поверхности кремния методом импедансной спектроскопии в диапазоне частот от 100 Гц до 1 МГц. Основой метода является регистрация и анализ активной и реактивной компонент импеданса в зависимости от частоты переменного напряжения, приложенного к образцу. Найдена эквивалентная схема электрической цепи, моделирующая контакты и непосредственно пористую поверхность кремния. Определена диэлектрическая проницаемость пористого слоя кремния.

С момента получения пористого кремния (ПК) в середине 1950-х годов интерес к этому материалу стимулировался его необычными оптическими и электрофизическими свойствами, изучение которых активно продолжается и в настоящее время. ПК оказался сложным объектом, физико-химические свойства которого формируются наноразмерными структурами. Уже в первых работах по измерению электропроводности была выявлена необычно высокая величина удельного сопротивления пористых слоев по сравнению с монокристаллическим кремнием. Это связывалось с различными гипотезами, например, с наличием обедненных носителями тока областей вокруг пор, поверхностными ловушками и центрами рекомбинации для электронов и дырок, квантовыми размерными эффектами и др. Однако проверка многих гипотез осложнялась проблемой создания качественного контакта металлических электродов к поверхности пористого кремния и их тестированием.

В данной работе для определения электрофизических свойств ПК и контактных областей металла с ПК предлагается использовать радиофизический метод, основанный на измерении полного комплексного сопротивления (импеданса) в диапазоне частот от 100 Гц до 1 МГц. Этот метод позволяет измерять как активную, так и реактивную составляющую переменного электрического тока, текущего через образец ПК и определять эффективную емкость и активное сопротивление как самого образца ПК, так и контактов.

Слои ПК получались методом анодного электрохимического травления пластин кремния с ориентацией поверхности [100] в водных растворах плавиковой кислоты

($HF : H_2O = 1:1$). Использовались полированные пластины Si толщиной 0.5 мм "*n*" типа проводимости с величиной удельного сопротивления ρ = 10–20 Ом·см. Пористые структуры формировались в двухкамерной электролитической ячейке с использованием метода жидкостного контакта Унно-Имаи при плотности тока анодирования (80 мА/см^2) и времени анодирования ~ 40 мин, а также интенсивности подсветки лампой накаливания мощностью 100 Вт. При этом формировался слой кремния, пронизанный сеткой перпендикулярных к поверхности пластины каналов диаметром 1,3–1,4 мкм и глубиной 50–100 мкм. Измерение размеров и контроль полученных пористых образований проводился на торцевой поверхности скола исследуемых образцов с помощью оптического микроскопа «*JENAVERT*» при увеличении в 250–500 раз. Наблюдаемая структура пор оказывалась периодической и однородной. Однако, как показали дополнительные электронно-микроскопические исследования, внутренняя поверхность пор имеет шероховатости, выступы и другие дефекты.

Хорошо известно, что для проведения электрических измерений образцов кремния *n*-типа наилучшим образом подходят электроды из алюминия (Al), которые обычно напыляются в вакууме на пористую поверхность, а также на противоположную сторону кремниевой пластины. Затем эти контакты вжигаются в инертной среде при *t* = 400–450 °C. Такой способ получения контактов к пористому кремнию зачастую осложнен повышенной химической активностью последнего к различным металлам, когда образующиеся в процессе высокотемпературных технологических операций силициды и сплавы деформируют пористую матрицу, закупоривают устья пор. Операция высокотемпературного отжига контакта вызывает также превращение монокристаллической структуры ПК в поликристаллическую, что значительно повышает ее сопротивление и приводит к деградации термически нестабильных поровых образований. Кроме того, в варианте расположения контактов на торцевых поверхностях пластины кремния измеряется суммарная электрическая емкость и проводимость как кристаллического, так и ПК.

В связи с этим в данной работе для демонстрации методики импедансных измерений непосредственно поверхности ПК контакты изготавливались из тонкой алюминиевой фольги в виде узких полосок (*1*), как показано на рис. 1, *a*.

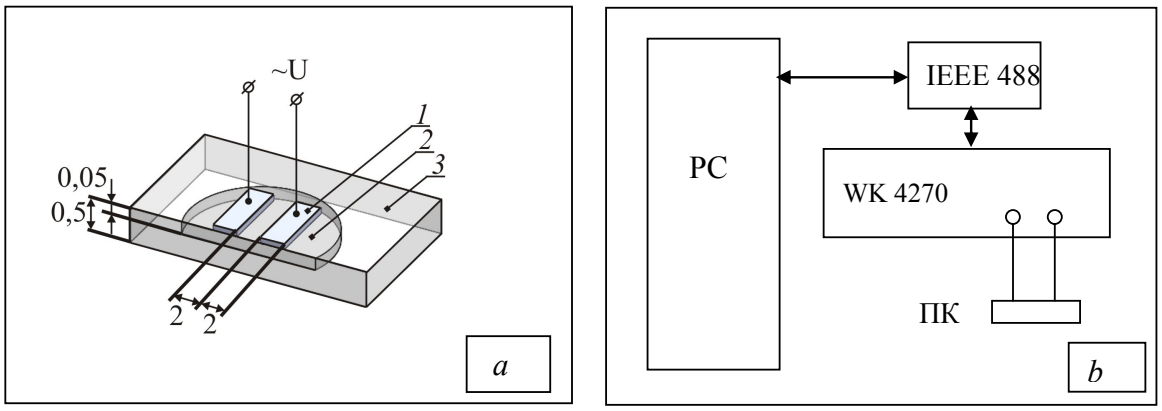


Рис. 1. Образец ПК – *a* и блок-схема автоматизированного измерительного комплекса – *b*

Здесь же приведены в миллиметрах значения толщины пластины Si (3), слоя пор (2), а также ширина электродов (1) и межэлектродный зазор. Длина электродов выбиралась обычно в пределах от 5 до 7 мм. Электроды вначале механически прикатывались мягким валиком, а затем прижимались к поверхности пор (2) специальным приспособлением (на рисунке не показано). К электродам присоединялись короткие ~5 см металлические проводники, которые соединяли образец как двухполюсник с измерителем импедан-

са WK 4270 (рисунок 1*b*). Управление процессом работы прибора WK 4270 и регистрация измеряемых характеристик (модуля импеданса $|Z|$, угла сдвига фаз между током и напряжением φ, эффективной емкости C и сопротивления R) производилось через плату интерфейса IEEE 488, подключенную к компьютеру (PC). Функционирование измерительного комплекса осуществлялось специальной графической программой, разработанной в среде LabView 8.2.

В эксперименте измерялись частотные зависимости модуля импеданса $|Z| = Z' + iZ''$ и угол сдвига фаз φ между током и напряжением. Затем в соответствие с формулой (1) вычислялись действительные и мнимые компоненты импеданса, соответствующие активному и реактивному сопротивлению исследуемого образца

$$\begin{aligned} Z' &= |Z| Sin\varphi, \\ Z'' &= |Z| Cos\varphi. \end{aligned} \qquad (1)$$

Именно эти компоненты позволяют определять и анализировать как диэлектрические, так и электропроводящие характеристики материалов. Однако определение этих характеристик представляет собой трудную задачу, которая заключается в необходимости установления взаимосвязи между током проводимости и током смещения с физическими свойствами исследуемых объектов. Основным методом таких исследований служит построение модели электрической цепи, активные и реактивные элементы которой по своему смыслу соответствуют моделируемым с их помощью процессам, происходящим при протекании переменного электрического тока в образце. Выбор той или иной электрической схемы определяется индивидуально в соответствие с характером поведения $|Z|$, φ, а также годографа импеданса, построенного в координатах Z', Z'' (диаграмма Найквиста).

В качестве примера на рис. 2 приведен спектр модуля импеданса $Z(f)$ и угла $\varphi(f)$ образца ПК с прижимными контактами из Al.

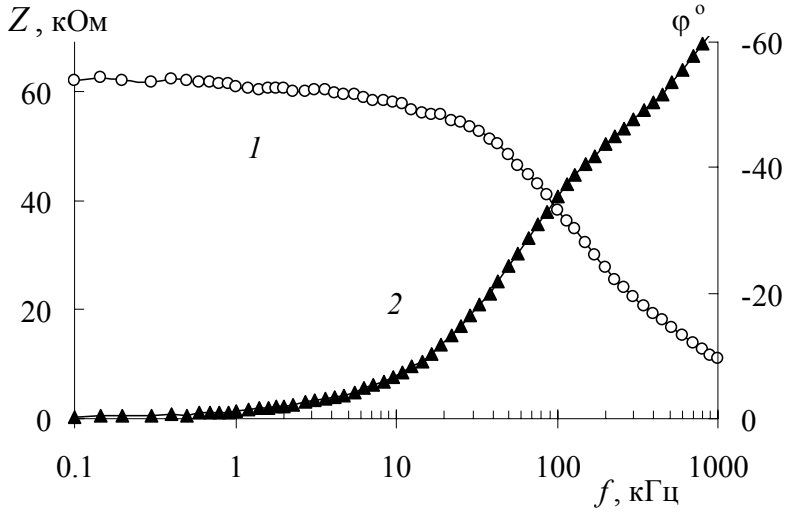


Рис. 2. Спектр импеданса Z (*1*) и угла φ (*2*)

В области низких частот $f \sim 0{,}1$–1 kHz значение $Z(f)$ практически соответствует омическому сопротивлению ПК, так как ток изменяется синфазно с напряжением (фазовый угол $\varphi \approx 0$ (*2*)). С увеличением частоты $f \geq 10$ kHz в проводимость ПК начинает вносить вклад емкостной ток смещения ($\varphi < 0$), который начинает преобладать над активной компонентой тока. На рис. 3 построен годограф импеданса Z''от Z', (экспериментальные точки) полученный с использованием соотношений (1).

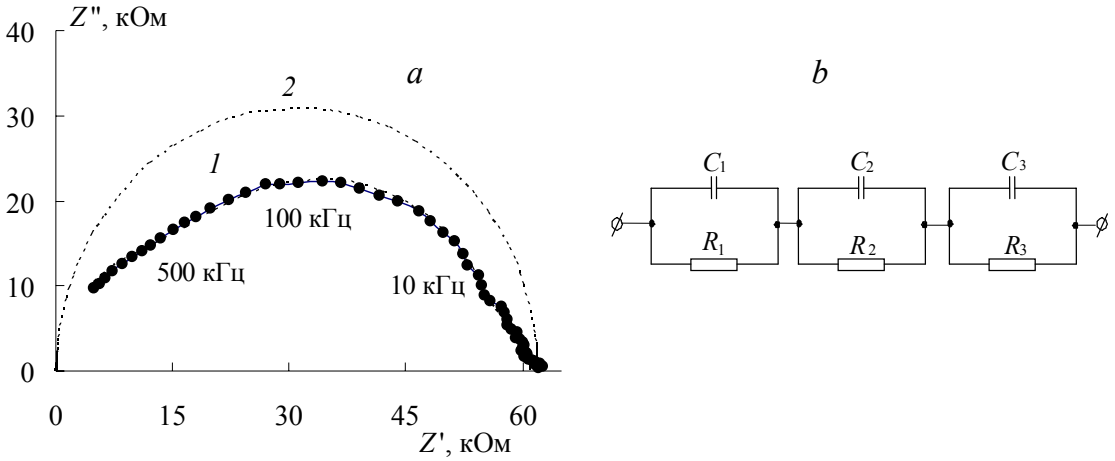


Рис. 3. Годограф импеданса ПК – *a* и эквивалентная схема – *b*

Пунктирная линия на этом рисунке соответствует полуокружности, центр которой находится на оси абсцисс. Хорошо известно, что такой полуокружности соответствует простая эквивалентная электрическая схема двухполюсника, состоящая из параллельно включенного сопротивления и емкости (в данном случае $R = 62$ кОм, $C = 30$ пФ). Такой схемой обычно моделируются многие диэлектрики, обладающие проводимостью. На рис. 3 видно, что годограф ПК отличается от полуокружности, поэтому его аппроксимация требует более сложной эквивалентной схемы. Поиск наиболее подходящей схемы проводился в работе с помощью программного анализатора и симулятора спектров импеданса – *EIS Spectrum Analyser*. Исследования показали, что наилучшим образом экспериментальные точки годографа импеданса аппроксимируются схемой, показанной на рис. 3, *b*. Схема состоит из трех последовательно связанных RC звеньев, каждое из которых можно связать с областями ПК около двух контактов и участка ПК между контактами. Номиналы полученных значений активных сопротивлений и емкостей схемы приведены в табл. 1.

Таблица 1

Номиналы элементов эквивалентной схемы

R_1, кОм	R_2, кОм	R_3, кОм	C_1, пФ	C_2, пФ	C_3, пФ
40	4.6	16	35	647	8

Прежде всего обращает на себя внимание необычайно большая величина емкости $C_2 = 647$ пФ, которая может быть обусловлена контактным барьером Al – ПК в области одного из электродов, обладающим активным сопротивлением утечки $R_2 = 4{,}6$ кОм. Относительно небольшая емкость $C_3 = 8$ пФ говорит о наличии почти омического контакта у второго электрода, обладающего переходным сопротивлением $R_3 = 16$ кОм. И, наконец, звено эквивалентной схемы R_1C_1 можно сопоставить непосредственно с емкостью и проводящими характеристиками самого ПК. Последнее подтверждается также тем, что при замене контактов элементы C_2R_2 и C_3R_3 меняются произвольно в широких пределах, в то время как значения C_1R_1 остаются практически неизменными.

Таким образом, полученные результаты показывают, что пористая поверхность кремния, которая не подвергалась никаким специальным воздействиям после получения, характеризуется частотно независимой проводимостью ($\sigma = 1/R_1$) и относительной диэлектрической проницаемостью ($\varepsilon = C_1/C_0$) в области частот от 100 Гц до 1 МГц. Здесь под C_0 обычно подразумевается емкость когда между электродами находится воздух. Однако такое определение диэлектрической проницаемости для конденсатора с планарными электродами на поверхности пор (рис. 1) является не корректным, так как характер рас-

пределения электрического поля при наличии между электродами ПК и воздуха будет различным. Для расчета емкости таких конденсаторов может служить метод конформных отображений, который позволяет преобразовать поле в планарной структуре в поле обычного плоскопараллельного конденсатора с исследуемым диэлектриком. Так как такие расчеты достаточно громоздки, для оценки величины диэлектрической проницаемости слоя ПК можно воспользоваться упрощенной формулой, предложенной в [2]

$$C_1 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{Si} w l}{d_{Si}}, \qquad (2)$$

где $\varepsilon_0 = 8{,}84 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – диэлектрическая проницаемость вакуума; $w = 7 \cdot 10^{-3}$ м – длина электродов; $d_{Si} = 1 \cdot 10^{-4}$ м – толщина слоя пористого кремния и $l \approx 6 \cdot 10^{-3}$ м – область растекания пространственного заряда между электродами, численно равная ширине электродов и зазора между ними. В соответствие с данными эксперимента $C_1 = 35$ пФ, и вычисленные из (2) значения диэлектрической проницаемости ПК составляют величину $\varepsilon_{Si} \approx 9{,}6$, что несколько меньше, в монокристаллическом кремнии $\varepsilon \sim 11–11{,}5$.

В заключение отметим, что предложенная в работе методика исследований электрофизических характеристик ПК методом импедансной спектроскопии дополняет стандартные методы и позволяет определять не только статические, но и частотные зависимости проводимости и диэлектрической проницаемости пористых структур.

Список литературы

1. Зимин, С. П. Пористый кремний – материал с новыми свойствами / С. П. Зимин // Сорос. образоват. журн. – 2004. – Вып. 8. – № 3. – С. 101–107.

2. Вендик, О. Г. Моделирование характеристик многослойного планарного конденсатора / О. Г. Вендик, М. А. Никольский // ЖТФ. – 2001. – Т. 71. – Вып. 1. – С. 117–121.

ВЛИЯНИЕ ВЛАЖНОСТИ И ОСВЕЩЕННОСТИ НА КОМПОЗИТНЫЕ ПЛЕНКИ НА ОСНОВЕ ФУЛЛЕРИТА И ОКСИДА ВОЛЬФРАМА

А. И. Дудник, Д. А. Фроленко

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
e-mail: Churilov@iph.krasn.ru

Представлены результаты исследования влияния влажности на ёмкость композитной пленки между двумя контактами, расположенными планарно. Также приведены результаты измерения фотоэдс при различной освещенности. Показано, что максимальная фоточувствительность композитной плёнки наблюдается, когда один контакт закрыт плёнкой, а второй нанесен поверх неё.

Фуллерен – собственный полупроводник n-типа, с шириной запрещенной зоны 1,2–1,9 эВ. Фуллерен образует молекулярный кристалл – фуллерит. Свойства фуллерена радикально меняются при модификации самой молекулы и при внесении примесей в кристаллическую решётку. Например, соединения фуллеренов со щелочными и щелочноземельными металлами, а также с галогенами являются фоточувствительными полупроводниками [1, 2]. Пленки фуллерена, допированные йодом проявляют чувствительность к влажности, давлению, температуре [3].

Спектр фотопоглощения фуллеритовых плёнок лежит в диапазоне длин волн от 280 до 680 нм. Поэтому на основе фуллерита возможно изготовление фотодетекторов со спектральной чувствительностью подобной человеческому глазу.

Практически не изучены материалы, в которых фуллерен легируется многокомпонентными полупроводниковыми соединениями. Возможность варьирования стехиометрии в широких пределах, высокая примесная ионная проводимость, большая ширина запрещенной зоны определяют высокую чувствительность электрофизических характеристик WO_3 к изменению состава окружающей среды, что позволяет применять его в сенсорном анализе [4–6].

На основе оксида вольфрама (VI) были созданы электро- и фотохромные дисплеи [7–9], электрохромные зеркала и светоперераспределяющие фильтры [10], сенсоры для контроля содержания оксидов азота в атмосфере. Основными регулирующими и регистрирующими элементами в этих устройствах являются тонкие слои оксида вольфрама (VI). WO_3 является полупроводником n-типа, поэтому мы используем его для получения композитных пленок фуллерен-оксид вольфрама.

Ранее нами были показано [11], что композитные плёнки на основе фуллерита и оксида вольфрама (IV) обладают полупроводниковыми свойствами. Пленка, осажденная на хромовые контакты, образует переход металл-полупроводник, при облучении которого светом на контактах образуется фотоэдс. Также пленка изменяет свое электрическое сопротивление при воздействии температуры, рентгеновского и УФ излучения.

В настоящей работе приведены результаты измерений, позволивших зарегистрировать влияние влажности на ёмкость композитной пленки между двумя контактами, расположенными планарно. Мы применили новое расположение контактов, при котором пленка находится между двумя контактами, где верхние контакты смещены относительно нижних (рис. 1). При таком расположении контактов была измерена зависимость фотоэдс от освещенности и изучена зависимость электрического сопротивления от температуры.

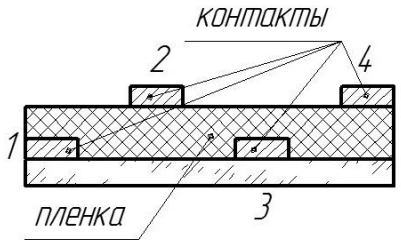


Рис. 1. Расположение контактов и плёнки на стеклянной подложке

Графики зависимости фотоэдс пленки между парами контактов 1 – 2 и 1 – 3 изображены на рис. 2. Фотоэдс между контактами 1 – 2 больше и растёт быстрее, чем между контактами 1 – 3. Как нами было выяснено ранее, фотоэдс обусловлена наличием перехода металл-полупроводник между плёнкой и контактом. Так как при измерении фотоэдс между контактами 1 – 3 освещены оба контакта (и оба перехода металл-полупроводник), то разница потенциалов между контактами 1 – 3 меньше, чем между 1 – 2, где освещен один переход. Фотоэдс между контактами 2 – 4 не возбуждается.

На рис. 3 показаны зависимости электрического сопротивления между различными группами контактов. Сопротивление между контактами 2 – 4 изменяется немного быстрее, чем между контактами 1 – 3. Такое поведение вполне объяснимо, так как контакты 2 –4 находятся снаружи и не защищены плёнкой, и потому они более чувствительны к изменению температуры. Ток течет там, где сопротивление минимально, поэтому сопротивление R_{13} и R_{24} изменяются медленнее, чем R_{12} – там задействованы в основном приповерхностные слои плёнки. Между контактами 1 – 2 ток протекает не только по поверхности, но и в объеме плёнки. Поэтому сопротивление между ними меньше, чем между контактами 1 – 3 и 2 – 4 и изменяется оно быстрее. Сопротивление плёнки со временем увеличивается, поэтому исходное сопротивление R_{12} больше.

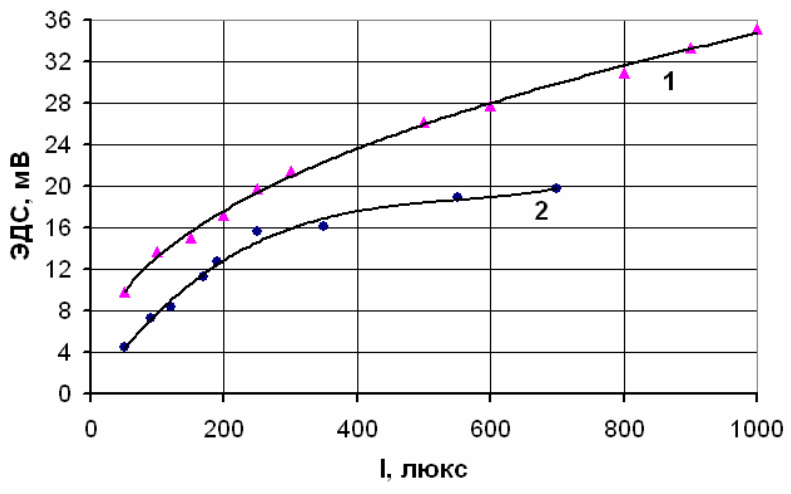


Рис. 2. График зависимости фотоэдс от освещенности пленки:
1 – фотоэдс между контактами 1 – 2; 2 – фотоэдс между контактами 1 – 3

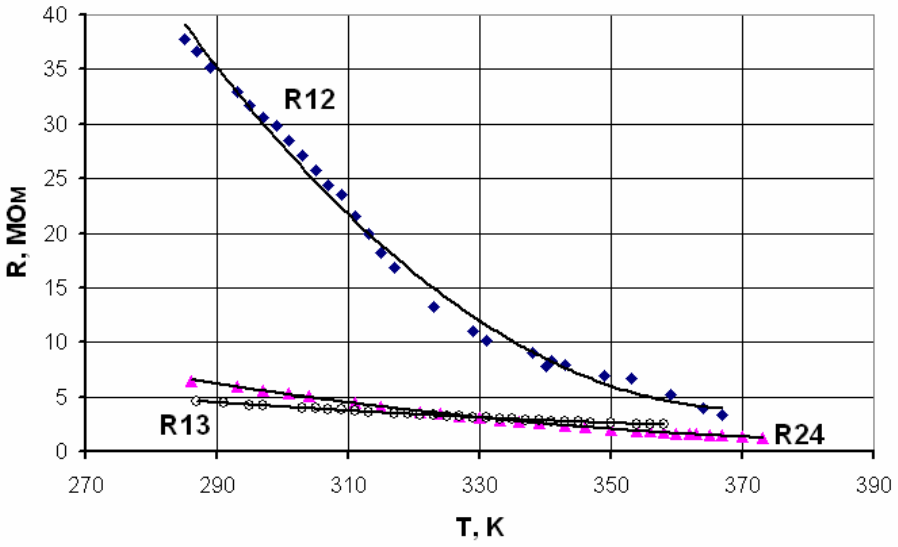


Рис. 3. График зависимости сопротивления композитной плёнки
от температуры между различными группами контактов

Измерением ёмкости между контактами 1 – 3 определялось влияние влажности на плёнку. Предварительно было установлено, что с увеличением температуры ёмкость уменьшается. Практически линейное уменьшение ёмкости с 940 до 917 пк с ростом влажности вызвано увеличением температуры и слабым влиянием конденсирующейся влаги. Дальнейшее увеличение влажности (следовательно, и количества конденсата на поверхности плёнки) способствует увеличению ёмкости, так как диэлектрическая проницаемость воды больше, чем фуллерена и оксида вольфрама. При достижении максимальной влажности наступает равновесие, и постепенное понижение температуры вызывает увеличение ёмкости.

Таким образом, показано, что чувствительность плёнки к температуре и освещённости максимальна, когда один контакт покрыт плёнкой, а второй нанесен поверх неё. Ёмкость плёнки не линейно зависит от влажности и обратная зависимость отличатся от прямой. Это вызвано как инерционностью пленки, так и процессами конденсации и испарения, протекающими на её поверхности.

Список литературы

1. Hebard A.F. // Physics Today, 1992, 45, № 11, p. 26-32.
2. Окотруб А. В., Шевцов Ю. В., Куропятник И. Н. и др. // Сверхпроводимость: физика, химия, техника. – 1994. – 5. – С. 866 – 870.
3. Сенсорные свойства пленок фуллерена и соединения фуллерена с йодом / А. С. Бердинский, Ю. В. Шевцов, А. В. Окотруб, С. В. Трубин, L. T. Chadderton, D.Fink, J. H. Lee // Химия в интересах устойчивого развития. – 2000. – № 1–2. – Т. 8. – С. 47–52.
4. J. L. Solis, V. Lantto, Gas-sensing properties of Sn_xWO_{3+x} mixed oxide thick films, Sensor and Activators, B, 1998, v.48, pp. 322–327.
5. K. Aguir, C. Lemire, D.B.B. Lollman, Electrical properties of reactively sputtered WO_3 thin films as ozone gas sensor, Sensor and Activators, B, 2002, v. 84, N 1, pp 1-5.
6. J. L. Solis, S. Saukko, L. B. Lish, C. G. Granqvist, V, Lantto, Nanocrystalline tungsten oxide thick-films with high sensititvity to H_2S at room temperature, Sensor and Activators, B, 2001, v. 77, pp. 316–321.
7. Лусис А. Р. Электрохромный эффект и электрохромные материалы: физика и применение // Оксидные электрохромные материалы. Межвуз. сб. научн. трудов. – Рига: Изд-во ЛГУ им. П. Стучки, 1981. – С. 13-37.
8. Гуревич, Ю. Я. Твердые электролиты / Ю. Я. Гуревич. – М. : Наука, 1986. – 176 с.
9. Направленное регулирование фоточувствительности WO3 / М. М. Хамитов, Э. П. Суровой, А. В. Баранников, М. А. Шустов // Бессеребряные и необычные фотопроцессы : тез. докл. III Всесоюзн. конф. – Вильнюс, 1980. – С. 199–200.
10. Лусис, А. Р. Электрохромные зеркала – твердотельные ионные устройства / А. Р. Лусис, Я. Я. Клеперис // Электрохимия. – 1992. – Т. 28. –№ 10. – С. 1450–1455.
11. Зависимость электрического сопротивления композиционной пленки из фуллерена и WO3 от времени рентгеновского излучения / И. В. Осипова, А. И. Дудник, О. А. Гончарова и др. // XII междунар. конф. «Электромеханика, электротехнологии, электротехнические материалы и компоненты» МКЭЭЭ-2008. – 29 сентября – 4 октября 2008. – Крым, Алушта. – С. 102.

ВЛИЯНИЕ ВЛАЖНОСТИ И ТЕМПЕРАТУРЫ НА ЕМКОСТЬ КОНДЕНСАТОРА С ИЗОЛЯЦИОННЫМ СЛОЕМ ИЗ ОКСИДА БОРА И ОКСИДА БОРА С ФУЛЛЕРЕНОМ

А. И. Дудник, А. В. Богданова

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
e-mail: Churilov@iph.krasn.ru

Установлено, что увеличение влажности приводит к увеличению ёмкости конденсатора с диэлектриком из оксида бора, и постепенному уменьшению ёмкости в случае изоляционного слоя из B_2O_3 и фуллерена. В процессе поглощения водяного пара и воздействия температуры происходит частичное разрушение плёнки. После нагрева ёмкость конденсатора с диэлектриком из оксида бора и фуллерена уменьшается на 10 – 15 % по сравнению с первоначальной.

Материалы, состоящие из B, N, C и O обладают ярко выраженными свойствами: сверхтвердость, высокое сопротивление, нелинейные оптические свойства. Поэтому они могут найти применение в устройствах микро- и наноэлектроники, в электронных и оптических приборах. Оксид бора (B_2O_3) наиболее часто используется в составе специальных стёкол. Оксид бора обладает низким тепловым расширением и высоким коэффициентом преломления и отличается сильной гигроскопичностью [1].

Авторами работы [2] было обнаружено, что поглощение воды понижает кристалличность плёнок из-за образования связей B-O-H. Ими были получены пленки B_2O_3 методом осаждения металлоорганических соединений из газообразной фазы (MOCVD) с использованием

три-изопропилового бората ($[(CH_3)_2CHO]_3B$). Они получали кристаллические плёнки с размером кристаллитов 10–40 нм при температуре подложки и испарителя 600–650 °С.

Между тем влажность влияет и на диэлектрическую проницаемость плёнок [3]. Для выяснения характера влияния влажности на плёнки оксида бора нами был получен конденсатор. В качестве обкладок служат хромовые контакты, а диэлектриком является либо B_2O_3, либо оксид бора, смешанный с фуллереном. Подобная структура может быть использована в качестве одноразового датчика влажности, так как даже при нагревании пленки в ней будет оставаться влага. Внесение фуллерена в плёнки оксида бора изменит её свойства за счёт того, что фуллерен является полупроводником n-типа. Добавление фуллерена должно привести к увеличению носителей заряда.

Плёнки оксида бора получались путём испарения аморфного вещества в вакуумной установке ВУП-5 при давлении 10^{-5} мм рт. ст. Композит оксид бора-фуллерен получен испарением порошковой смеси оксида бора и фуллеренов. Использовалась смесь фуллеренов C_{60} и C_{70}, содержащая 74 % C_{60}, 18 % C_{70}, 3 % высших фуллеренов и 5 % оксидов C_{60} и C_{70}. Оксид бора и его смесь с фуллереном испарялась при температуре 800 ^{0}C на стеклянные подложки. Толщина плёнок составляла 250–300 нм.

Сначала мы измерили влияние температуры на емкость конденсатора. График этой зависимости представлен на рис. 1. Нагрев плёнок происходил в закрытом объёме в атмосфере аргона. Увеличение ёмкости с ростом температуры связано с поглощением остаточного водяного пара в аргоне, а также с расширением пленки. Так как ёмкость прямо пропорциональна диэлектрической проницаемости, то она будет зависеть от температуры подобным образом.

Кривая охлаждения должна была бы лежать выше кривой нагрева, так как водяной пар, поглощенный плёнкой при нагреве должен увеличивать диэлектрическую проницаемость пленки за счёт поглощённой влаги. Но расположение кривой охлаждения ниже кривой нагрева может быть объяснено увеличением расстояния между контактами из-за нагрева. После многократного повторения эксперимента конденсатор медленнее реагирует на изменение температуры из-за постепенного разрушения плёнки.

Добавление фуллерена к оксиду бора приводит к более плавному изменению ёмкости (рис. 2). Здесь также кривая нагрева лежит выше кривой охлаждения.

Зависимость ёмкости от влажности для плёнки оксида бора приведена на рис. 3. Увеличение ёмкости с ростом влажности связано с постепенным поглощением водяного пара (водяной пар увеличивает диэлектрическую проницаемость). Так же как и на предыдущих графиках, зависимость ёмкости от влажности при её уменьшении лежит ниже. Здесь это может быть связано с поглощением воды плёнкой, в результате чего она разрушается.

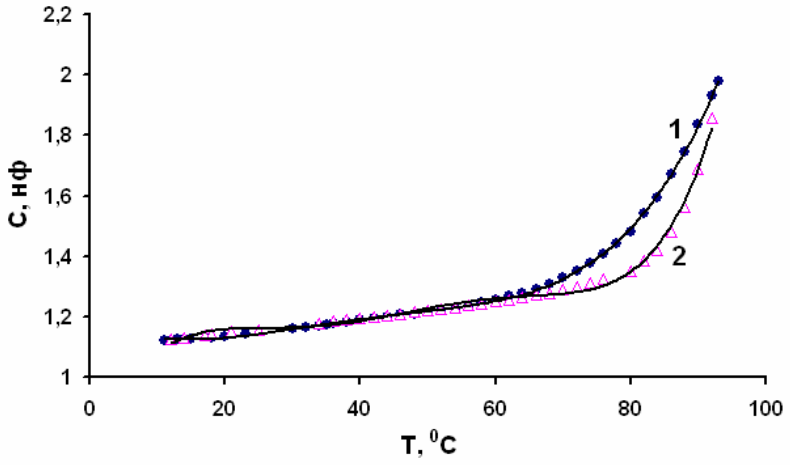


Рис. 4. Зависимость ёмкости, образованной контактами с плёнкой B2O3 от температуры:
1 – нагрев; 2 – охлаждение

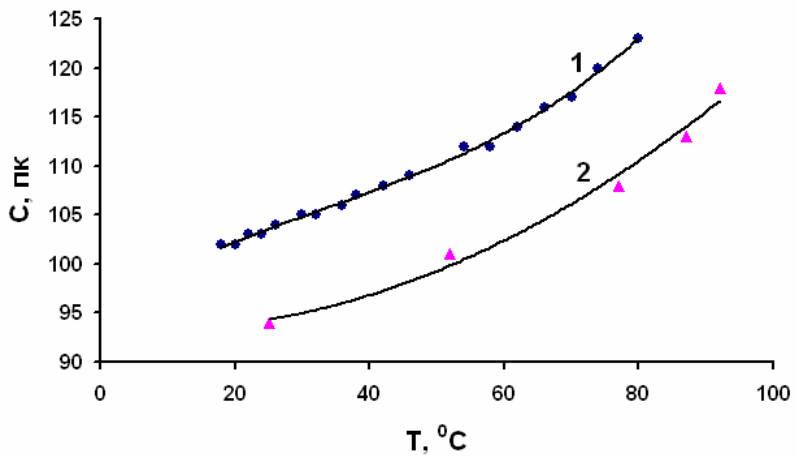


Рис. 5. Зависимость ёмкости, образованной контактами и плёнкой B_2O_3 с фуллереном от температуры: 1 – нагрев; 2– охлаждение

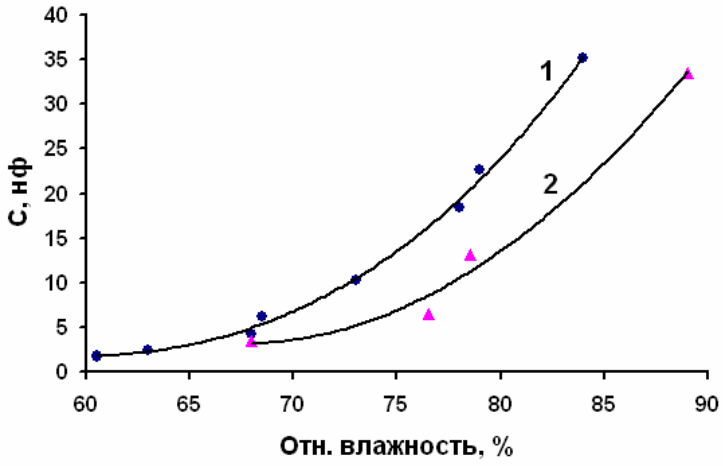


Рис. 6. Зависимость ёмкости, образованной контактами с плёнкой B2O3 от влажности: 1 – увеличение влажности; 2 – уменьшение влажности

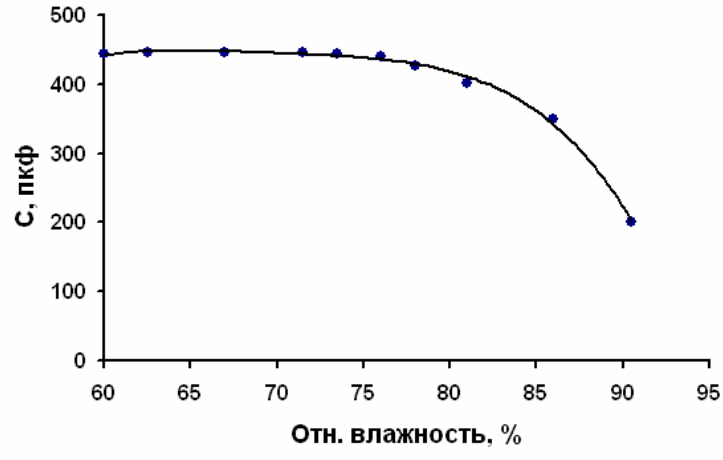


Рис. 7. Зависимость ёмкости, образованной контактами и плёнкой B2O3 с фуллереном от влажности

Добавление фуллерена к оксиду бора оказывает сильное влияние на характер зависимости ёмкости от влажности (рис. 4). Если без фуллерена ёмкость увеличивалась, то внесение фуллерена приводит к уменьшению ёмкости с ростом влажности. Такой характер зависимости можно объяснить, если предположить, что фуллерен уменьшает сопро-

тивление оксида бора и принимает участие в переносе заряда с одной обкладки конденсатора на другую. При уменьшении влажности ход зависимости практически совпадает с первоначальной.

Таким образом, установлено, что увеличение влажности приводит к увеличению ёмкости конденсатора с диэлектриком из оксида бора, и постепенному уменьшению ёмкости при использовании изоляционного слоя из B_2O_3 и фуллерена. В процессе поглощения водяного пара и воздействия температуры происходит частичное разрушение плёнки. Введение фуллерена в оксид бора привело к более плавному изменению емкости с ростом температуры. После нагрева ёмкость конденсатора с диэлектриком из B_2O_3 и фуллерена уменьшается на 10–15 % по сравнению с первоначальной.

Список литературы

1. Карапетьянц, М. Х. Общая и неорганическая химия / М. Х. Карапетьянц, С. И. Дракин. – М. : Химия, 1994.

2. O.M. Moon, B.-C. Kang and etc. Temperature effect on structural properties of boron oxide thin films deposited by MOCVD method. Thin Solid Films 464–465 (2004) 164– 169.

3. Кукуев, В. И. Влияние влажности на ёмкость МДМ структур с нанокристаллическими пленками оксида алюминия / В. И. Кукуев, В. В. Чернышев, Е. А. Тутов // VII Междунар. конф. «Химия твердого тела и современные микро- и нанотехнологии». – Кисловодск-Севастополь : СевКавГТУ, 2007. – 510 с.

СТРУКТУРНЫЕ ИЗМЕНЕНИЯ В НОВОМ СЕГНЕТОЭЛЕКТРИКЕ $K_3WO_3F_3$

М. С. Молокеев[1], С. В. Мисюль[2] (научный руководитель)

[1] *Институт физики им. Л. В. Киренского Сибирского отделения Российской академии наук*
660036, Красноярск, Академгородок 50, стр. 38
[2] *Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ*
660074, Красноярск, ул. Киренского 26
E-mail: msmolokeev@mail.ru, misjul@akadem.ru

По данным рентгеновского эксперимента от порошкового образца определены структуры всех фаз кристалла $K_3WO_3F_3$. Уточнение профильных и структурных параметров проводилось по методике, реализованной в программе DDM, ориентированной на минимизацию по всему профилю рентгенограммы разности между значениями производных от расчетной и экспериментальной интенсивностей рентгеновского излучения. Обсуждение полученных результатов ведётся с привлечением теоретико-группового анализа полного конденсата параметров порядка, учитывающего критические и некритические смещения атомов и позволяющего интерпретировать полученные экспериментальные данные.

Введение

Интерес к сегнетоэлектрическим кристаллам и в частности к оксофторидам объясняется возможностью получить новые функциональные материалы с ацентричной симметрией и широким диапазоном прозрачности, что важно для оптоэлектроники.

Основными строительными кирпичами в соединениях с общей формулой $A_2BMO_xF_{6-x}$ (A, B: K, Rb, Cs, M: Ti, Mo, W, x = 1, 2, 3) являются нецентросимметричные оксофторидные анионы MO_xF_{6-x}, которые при определённых условиях позволяют создавать полярные структуры с сегнетоэлектрическими свойствами [1]. Однако, большинство оксофторидных соединений кристаллизуется в неполярной фазе кубической эльпасолитоподобной структуры с гранецентрированной решёткой (пространственная группа $Fm\bar{3}m$, Z = 4) [1, 2], что указывает на фтор-кислородный беспорядок в MO_xF_{6-x} анионах.

Фазовые переходы одного из представителей приведённого ряда сегнетоэлектрика $K_3WO_3F_3$ ранее исследовались калориметрическими методами [3]. Установлено наличие

двух структурных превращений при температурах $T_1 = 452$ K и $T_2 = 414$ K со следующими изменениями энтропии $\Delta S_1 = 0{,}52R$ и $\Delta S_2 = 0{,}35R$ [3,4].

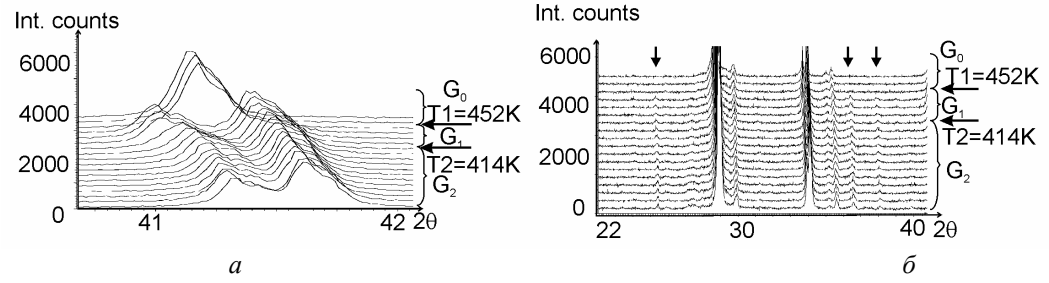
Для выяснения механизма происходящих превращений в кристалле нами проведены температурные порошковые рентендифракционные исследования структурных характеристик и их изменений в ходе фазовых переходов в оксофториде $K_3WO_3F_3$.

Экспериментальные результаты

Рентгенограммы от поликристаллического образца $K_3WO_3F_3$ получены с использованием температурной камеры TTK450 Anton Paar, установленной на рентгеновский дифрактометр D8-ADVANCE (Cu-Kα – излучение, θ-2θ сканирование, линейный детектор VANTEC). Шаг сканирования по углу 2θ равен 0,016º, экспозиция 0,9 секунды в каждой точке.

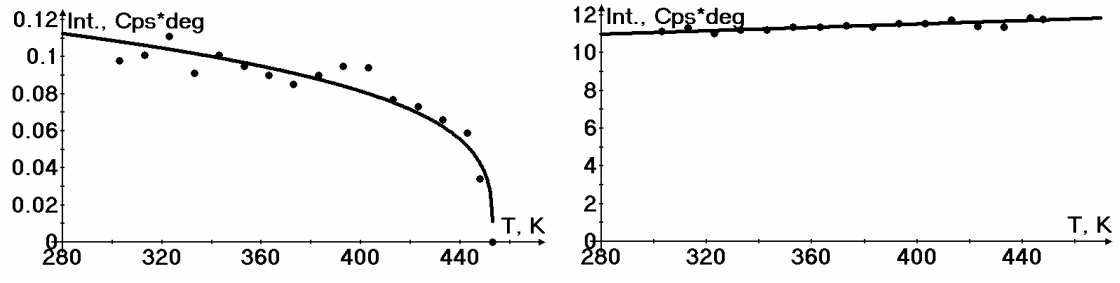
Наблюдаемые расщепления рентгеновских рефлексов исходной кубической фазы на порошковых рентгенограммах при понижении температуры показал, что уже после первого фазового перехода при $T_1 = 452$ K фаза G_1 реализуется, скорее всего, в тетрагональной сингонии (рис. 1, *а*). Анализ изменений профилей основных рефлексов при переходе ($T_2 = 414$ K) в фазу G_2 (рис. 1, *а*) указывал на дополнительное расщепление рефлексов типа (h,0,0) и (h,h,h). Здесь и дальше по тексту индексы всех рефлексов даются по отношению к параметрам ячейки кубической фазы G_0. Такие расщепления рефлексов на рентгенограммах соответствуют следующей последовательности симметрий фаз: кубическая → тетрагональная → моноклинная с осью второго порядка вдоль бывшей оси четвёртого порядка. Кроме того, учтём, что обе искажённые фазы нецентросимметричные [2].

При температурах ниже $T_1 = 452$ K, т. е. в фазе G_1, появляется система сверхструктурных рефлексов, которые остаются в фазе G_2 (рис. 1, *б*), и интенсивность которых растёт при понижении температуры (рис. 2, *а*). Интегральная же интенсивность структурных рефлексов с понижением температуры уменьшается (рис. 2, *б*), что, как правило, происходит с появлением сверхструктурных рефлексов и связано с процессом перераспределения интенсивности между структурными и сверхструктурными рефлексами.



а *б*

Рис. 1. Фрагменты рентгенограмм соединения $K_3WO_3F_3$, полученных при температурах от 303 до 473 K с шагом 10 K: *а* – преобразование рефлекса (4, 0, 0); *б* – появление сверхструктурных рефлексов, показаны стрелками



а *б*

Рис. 2. Изменение интегральной интенсивности: *а* – одного из сверхструктурных пиков соединения $K_3WO_3F_3$ с температурой; *б* – структурного пика (1,1,1)

Дальнейшее рассмотрение экспериментальных данных проведём опираясь на работы по теоретико-групповому анализу структурных фазовых переходов в кристаллах с пространственной группой $Fm\bar{3}m$ [5] и комплекс программ ISOTROPY и ISODISPLACE [6, 7]. Изменения точечной и трансляционной симметрии, на которые указывают положение сверхструктурных и расщепления основных рефлексов, можно описать взаимодействием двух феноменологических параметров порядка, при этом один из них преобразуется по неприводимому представлению Γ_4^- (11–10) группы $Fm\bar{3}m$ с волновым вектором центра зоны Бриллюэна (точка Г, $k_{11} = 0$), а другой – по представлению Λ_3 (5–3) с волновым вектором Λ точки зоны Бриллюэна (волновой вектор k_5 = (¼, ¼, ¼)). Такие параметры порядка, которые задают симметрию искажённой фазы, назовём критическими. Все обозначения, касающиеся неприводимых представлений и точек зоны Бриллюэна, приводятся в справочнике [8].

Процесс уточнения профильных и структурных параметров проводился по новой, не имеющей пока широкого распространения, методике, реализованной в программе DDM [9].

Модели структур искажённых фаз определялись как при помощи традиционного метода функции Паттерсона, так и при помощи метода, использующего симметрийный анализ исходной структуры [5]. Такая возможность реализована в программе TOPAS 4 фирмы BRUKER-AXS [10].

На этом пути были получены модели структур искажённых фаз. Однако, их уточнение шло крайне нестабильно из-за большого числа уточняемых параметров. Количество сверхструктурных рефлексов и их интенсивность свидетельствовали о незначительности искажений, приводящих к учетверению объёма примитивной кубической ячейки. Поэтому в дальнейшем уточнение структур искажённых фаз проводили, не учитывая параметр порядка и искажения, вызывающие изменение объёма примитивной кубической ячейки.

Тогда все искажения и изменения симметрии кристалла вызваны только одним параметром порядка с k_{11} и последовательность фазовых переходов в $K_3WO_3F_3$ можно символически представить в виде: $Fm\bar{3}m \xrightarrow[(\eta,0,0)]{11\text{–}10(\Gamma_4^-)} I4mm \xrightarrow[(\eta_1,\eta_2,0)]{11\text{–}10(\Gamma_4^-)} Cm$.

В табл. 1 представлены пространственные группы и соотношения между параметрами кристаллических ячеек искажённых фаз и кубической гранецентрированной ячейкой при температурах 298 K, 433 K и 513 K.

Таблица 1

Параметры сбора данных и уточнения структуры

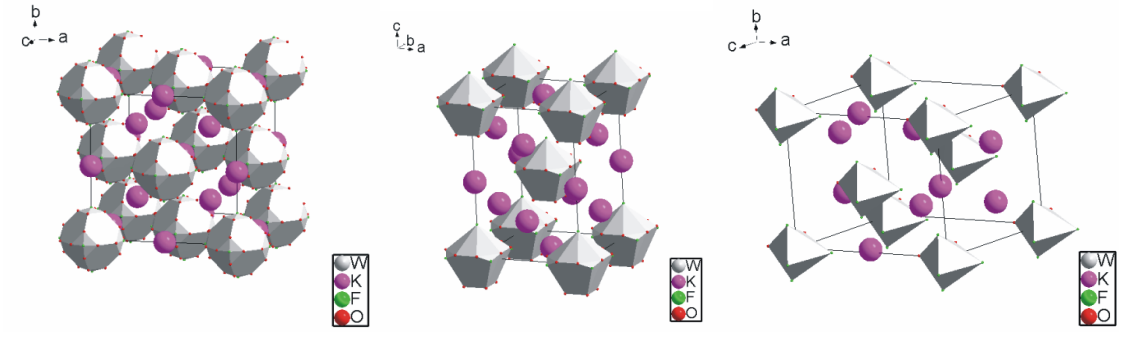
Параметр	Температура эксперимента, К		
	298	433	513
Пространственная группа	Cm	I4mm	Fm3m
a_i , Å	a_0, 8,7350(3)	½(a_0-b_0), 6,1676(1)	a_0, 8,7958(1)
b_i, Å	b_0, 8,6901(4)	½(a_0+b_0), 6,1676(1)	b_0, 8,7958(1)
c_i, Å	(c_0–a_0)/2, 6,1569(3)	c_0, 8,7997(2)	c_0, 8,7958(1)
β, °	135,168(3)	90	90
V, Å^3	329,52(3)	334,74(1)	680,48(2)
Z	2	2	4
2θ-интервал углов, º	5–100	5–100	5–100
R_B, %	3,93	3,96	1,83
R_{DDM}, %	15,27	14,99	12,20

Примечание. R_B – брэгговский интегральный фактор недостоверности, R_{DDM}– профильный фактор недостоверности, определяемый программой DDM [9], который, как правило, имеет большее значение, чем фактор недостоверности метода Ритвельда [11]. Приведены соотношения между параметрами ячеек Бравэ исходной G_0 и искажённых G_i фаз.

Обсуждение результатов

Координаты атомов и заселенности позиций всех фаз указаны в табл. 2–4.

На рис. 3 представлены структуры всех фаз кристалла $K_3WO_3F_3$, а на рис. 4 схематическое изображение изменений октаэдра WO_3F_3 при фазовых превращениях. При первом фазовом переходе $Fm\bar{3}m \rightarrow I4mm$ происходит: 1) упорядочение части фторов: один фтор F2 полностью упорядочивается, а два других остаются разупорядоченными при этом из 6 позиций фтора в примитивной ячейке остаются только 5; 2) упорядочение части кислородов при этом из 24 позиций кислорода в примитивной ячейке остаются только 12; 3) смещение ионов калия относительно их позиций в кубической ячейке: Δr(K1)=(0,0,–0.03)Å; Δr(K2)=(0,0,0.11)Å. Видно, что при этом фазовом переходе и группа WO_3F_3 становится полярной, и происходит смещения ионов калия вдоль оси четвертого порядка. При втором фазовом переходе $I4mm \rightarrow Cm$ происходит: 1) упорядочение части фторов: два фтора F1 и F2 полностью упорядочиваются, а другой остается разупорядоченным, при этом из 5 позиций фтора в примитивной ячейке остаются только 4; 2) упорядочение части кислородов: два кислорода O1 и O2 упорядочиваются, а другой остается разупорядоченным. Из модели видно, что оставшийся атом кислорода должен быть разупорядочен как минимум по 6 позициям и его кратность заселения при этом должна быть 1/6. Зафиксировать на разностной электронной плотности из порошкового эксперимента столь малые электронные плотности сложно. Поэтому этот кислород остался не зафиксированным и присутствует только в модели. В этом случае из 12 позиций кислорода в примитивной ячейке остаются только 8. 3) Смещение ионов калия относительно их позиций в кубической ячейке: Δr(K1)=(–0.18,0,–0.34)Å; Δr(K2)=(–0.18,0.27,0.13)Å.



а *б* *в*

Рис. 3. Структуры: *а* – кубической фазы G_0; *б* – тетрагональной фазы G_1; *в* – моноклинной фазы G_2.

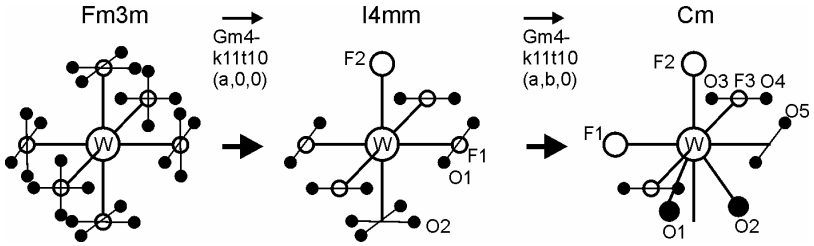


Рис. 4. Октаэдрическая группа WO_3F_3 во всех фазах криолита $K_3WO_3F_3$

Таблица 2

Координаты атомов, изотропные тепловые параметры (Biso) и заселённости позиций(p) структуры K3WO3F3 при температуре 513K

Атом	p	X	Y	Z	$B_{iso.}$,Å^2
W	1,0	0	0	0	3,90(4)
K1	1,0	1/2	1/2	1/2	6,9(1)
K2	1,0	1/4	1/4	1/4	5,8(1)
F	0,5	0,219(2)	0	0	4,3(3)
O	0,03125	0,192(3)	0,092(2)	0	4,4(7)

Таблица 3

Координаты атомов, изотропные тепловые параметры (Biso) и заселённости позиций (p) структуры K3WO3F3 при температуре 433K

Атом	p	X	Y	Z	$B_{iso.}$,Å^2
W	1,0	1/2	1/2	1/2	3,82(4)
K1	1,0	0	0	0,497(8)	9,5(3)
K2	1,0	1/2	0	0,262(2)	5,2(2)
F1	0,5	0,277(3)	0,277(3)	0,526(4)	4,1(6)
F2	1	0	0	0,217(2)	1,0(4)
O1	0,25	0,228(5)	0,606(5)	0,560(4)	4,1(6)
O2	0,25	0,110(6)	0,110(6)	0,822(5)	3(1)

Таблица 4

Координаты атомов, изотропные тепловые параметры (Biso) и заселённости позиций (p) структуры K3WO3F3 при температуре 293K

Атом	p	X	Y	Z	$B_{iso.}$,Å^2
W	1,0	0	0	0	4,5(1)
K1	1,0	-0,06(1)	0	-0,078(8)	7,1(9)
K2	1,0	0,006(3)	0,719(2)	0,470(5)	1,9(4)
F1	1,0	0,275(7)	0	0,07(1)	2,0(1)
F2	1,0	0,73(1)	1/2	0,46(1)	2,0(1)
F3	0,5	0,04(1)	0,204(7)	0,14(1)	2,0(1)
O1	1,0	0,80(1)	0	0,60(1)	2,0(1)
O2	1,0	0,81(1)	0	0,00(1)	2,0(1)

Заключение

Итак, методом рентгеновской порошковой дифракции с привлечением методик симметрийного анализа полного конденсата параметров порядка были получены структурные изменения в новом сегнетоэлектрическом кристалле $K_3WO_3F_3$, которые схематически можно представить в виде

$$Fm\bar{3}m \xrightarrow[(\eta,0,0)]{11\text{–}10(\Gamma_4^-)} I4mm \xrightarrow[(\eta_1,\eta_2,0)]{11\text{–}10(\Gamma_4^-)} Cm\,.$$

Список литературы

1. Flerov I.N., Gorev M.V., Aleksandrov K.S., Tressaud A., Grannec J., Couzi M. // Materials Science & Engineering. – 1998. – R 24, 3. – P.81.
2. Ravez J., Peraudeau G., Arend H., Abrahams S.C., Hagenmuller P. // Ferroelectics.– 1980.–26.–P.767-769.
3. Pauscwang Von G., Rudorff W.Z.//Z. Anorg. Allgem. Chem. – 1969.– 364, 1-2.– P.69.
4. Fokina V.D., Flerov I.N, Gorev M.V., Molokeev M.S., Vasiliev A.D., Laptash N.M.// Ferroelectrics. –2007.–347, P.60.
5. Aleksandrov K.S., Misyul S.V. and Baturinets E.E.// Ferroelectrics. -2007. -V.354. -P.60-68.
6. Stokes H.T., Hatch D. M., and Campbell B.J. ISOTROPY, 2007 stokes.byu.edu/ isotropy.html.
7. Campbell B.J., Stokes H.T., Tanner D.E., Hatch D. M. // J.Applied Crystallography – 2006.–39.–P.607-614.
8. Ковалёв, О. В. Неприводимые и индуцированные представления и копредставления Федоровских групп / О. В. Ковалёв. – М. : Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1986. – 368 с.
9. Solovyov L. A.//J. Applied Crystallography.–2004.– 37.– P.1-7.
10. Cheary, R. W.; Coelho, A. A.; Cline, //J. P. Journal of Research of The National Institute of Standards And Technology, 2004, 109, P.1-25
11. Young, R. A., “The Rietveld Method” Oxford University Press, London, 1995

ИССЛЕДОВАНИЕ ВРЕМЕНИ РЕЛАКСАЦИИ ВОДЫ, ОМАГНИЧЕННОЙ УСТРОЙСТВОМ МАУТ

А. А. Павлова, В. И. Сусляев (научный руководитель)

Томский государственный университет
634050, Томск, пр. Ленина, 36
E-mail: gelecopter@sibmail.com

Рассматривается метод исследования изменения времени релаксации воды, обработанной магнитным активирующим устройством томским (МАУТ). Приведены результаты экспериментов.

Известно, что воздействие на воду изменяет ее потребительские качества. Одним из распространенных воздействий является омагничивание, которое изменяет физико-химические свойства воды, например, снижается жесткость, изменяются: вязкость, удельное сопротивление, поверхностное натяжение, диэлектрическая проницаемость (ДП) и эти изменения сохраняются в течение продолжительного времени [1–4]. Вода является диамагнетиком, то есть слабый магнитный момент в воде появляется только в присутствии магнитного поля, и со снятием магнитного поля магнитный момент должен исчезнуть.

В процессе магнитной обработки воды химический состав не изменяется, очевидно, что изменяется структура воды. Понятие «структура жидкости» в настоящее время не имеет точного определения, хотя вопрос обсуждается в литературе достаточно давно.. Можно найти много разных определений понятию «структура жидкости»: конкретное расположение частиц в пространстве, список координат всех частиц и их расположение, характерный набор корреляционных функций, статистическую упорядоченность взаимодействующих атомно-молекулярных частиц в элементарном при заданных условиях [5]. Это связано с тем, что в отличие от кристаллических тел, в которых координаты центров масс определены однозначно, молекулы жидкости могут посещать любую точку пространства и при этом еще могут иметь любую ориентацию в лабораторной системе координат [6]

Особый вид структуры наблюдается в воде, которая обладает способностью к водородному связыванию и образованию трехмерных сеток с небольшим количеством ближайших соседей [5]. К параметрам, характеризующим структуру воды, относят функцию радиального распределения и пространственные функции распределения, определяемые рентгеноструктурным анализом и компьютерным моделированием. К структурным параметрам относятся корреляционное число (число ближайших соседей) и энтропию активации, которые определяются радиофизическим методом из исследования частотных зависимостей спектров комплексной диэлектрической проницаемости. Экспериментально определяется изменение энтропии активации, которое не дает описание конкретной структуры, но показывает, в какую сторону происходит изменение при внешних воздействиях – в сторону большего упорядочения или разупорядочения. Эта информация имеет важное значение при оценке степени воздействия на физические и потребительские характеристики воды.

Изменение энтропии активации связано со временем релаксации [7,8]

$$\Delta S = R\left(\frac{T}{\tau}\cdot\frac{d\tau}{dT} + 1 + \ln\frac{\tau k T}{h}\right),$$

где ΔS – изменение энтропии активации; R – газовая постоянная; τ – время диэлектрической релаксации; h – постоянная Планка; k – постоянная Больцмана; T – температура в градусах К.

Время релаксации τ определяется из спектров ДП в микроволновом диапазоне электромагнитного излучения по формуле: $2\cdot\pi\cdot f_p\cdot\tau = 1$, где f_p – частота, на которой наблюдается максимум мнимой части комплексной ДП.

В данной работе представлены результаты исследования изменения времени релаксации водопроводной воды после контакта с магнитной системой МАУТ (магнитное активирующее устройство томское). Устройство создано фирмой «Экси-Кэй» для первичной очистки воды от железа, в избытке находящегося в природной воде (рис. 1 а). Оригинальное расположение магнитных элементов обеспечивает оптимальные условия для контакта с протекающей водой, создавая значительные градиенты магнитного поля. В устройстве МАУТ это достигается применением изготовленных по новейшим технологиям, отобранных и протестированных высокоэнергетических постоянных магнитов NdFeB (неодим–железо–бор), запаянных в кожух из нержавеющей стали (рис. 1, *б*, *в*).

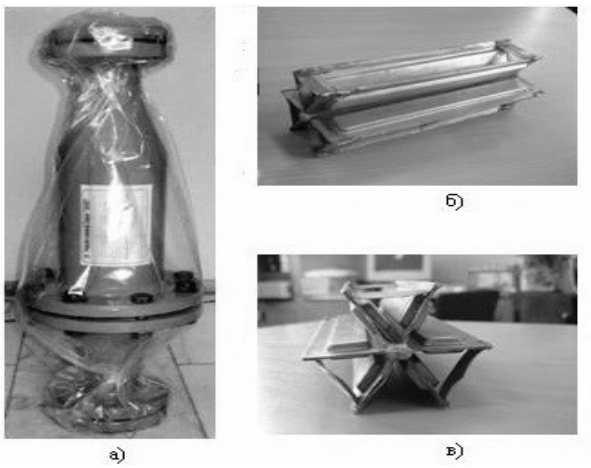


Рис. 1. Магнитное активирующее устройство: *а* – устройство в собранном виде; магнитная часть: *б* – вид сбоку, *в* – вид спереди

В каждой из шести граней магнитной части МАУТа содержится по 4 магнита, значения напряженности магнитного поля, измеренного на поверхности кожуха в точке, соответствующей центральной точке каждого магнита, приведены в табл.

Таблица

Значения напряженности магнитного поля на гранях магнитной части МАУТа

№ магнита в *n*-ой грани № грани	1	2	3	4
	Напряженность магнитного поля, 10^5 А/м			
1	1,99	2,79	2,79	2,31
2	2,07	2,55	2,71	2,31
3	2,79	2,94	3,02	3,02
4	2,47	2,31	2,55	1,91
5	2,47	2,71	2,86	2,55
6	2,47	1,67	2,23	1,91

Частотные зависимости диэлектрической проницаемости измерялись с помощью СВЧ радиоспектроскопа, блок-схема которого приведена на рис. 1. Основным элементом установки является векторный анализатор цепей фирмы Agilent Technologies E8363B, который работает в диапазоне частот 500 МГц – 40 ГГц. Датчик опускается в исследуемую жидкость таким образом, чтобы слой жидкости вокруг него был не менее 5 мм. Исследуемая жидкость заливается в сосуд, который устанавливается на основание специального штатива 85070E–001. Калибровка прибора производится по методике, предложенной фирмой–производителем.

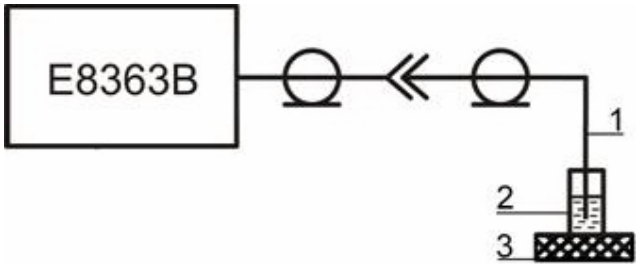


Рис. 2. Автоматизированный СВЧ радиоспектроскоп:
1 – датчик; 2 – сосуд с водой; 3 – диэлектрическая подставка

Для динамического режима взаимодействия воды с магнитным устройством МАУТ использовалась его магнитная часть, которая помещалась в полиэтиленовую цилиндрическую емкость с предварительно проделанным отверстием. Диаметр отверстия подобран таким образом, чтобы скорость протекания воды составляла 4 л/ час. Далее емкость помещалась в полиэтиленовый сосуд для сбора воды с предварительно помещенной в него подставкой в виде стеклянной пластинки.

Методика эксперимента по «омагничиванию» воды, точнее сказать по изучению изменения времени релаксации воды после контакта с магнитной системой, состоит из нескольких этапов. Сначала осуществляется промывка магнитной части устройства МАУТ раствором ортофосфорной кислоты для удаления с корпуса ржавчины, после этого магнитная часть промывается холодной проточной водопроводной водой. Затем полиэтиленовая цилиндрическая емкость, сосуд для сбора воды и подставка также промывались холодной проточной водопроводной водой без использования химических реагентов. Изначально измерялись электрофизические характеристики пробы водопроводной воды, в частности, удельная проводимость, спектры диэлектрической проницаемости и температура. Затем вода заливалась в полиэтиленовую цилиндрическую емкость. Первоначально вода находилась в системе МАУТ неподвижно в течение 30 минут. Измерения показали отсутствие изменения времени релаксации.

После протекания воды через отверстие в емкости магнит извлекался из емкости, производился отбор пробы воды для исследования электрофизических характеристик. Для повторного проливания воды через магнитную часть устройства МАУТ вода переливалась в дополнительную ПЭТ емкость и проливание повторялось. Температура воды контролировалась термометром с точностью до 0,1 °С.

Зависимости изменения времени релаксации от числа проливаний представлены на рис. 3, *а*, *б*. В результате исследования показано, что с ростом числа проливаний наблюдается увеличение времени релаксации. (на рис. 3, *а*, *б* показано изменение времени релаксации по отношению к исходному. После 4-х проливаний наблюдалась вполне определенная стабилизация времени релаксации (рис. 3, *а*). Этот результат является усреднением нескольких измерений, проведенных в течение недели. Однако в другой серии измерений область стабилизации времени релаксации сдвинулось до 14 проливаний. Это показывает, что повторяемость результатов желает лучшего. Увеличение числа проливаний не имеет смысла, так как исследуемая вода контактирует с воздухом, содержащим углекислый газ и другие примеси, которые могут изменить состав жидкости.

С точки зрения изменения структуры рост времени релаксации может быть связан с образованием более тяжелых кластеров под действием магнитного поля, взаимодействующего с жидкостью во время протекания ее через магнитную систему.

Отметим, что радиофизический метод обладает тем достоинством, что образец исследуется тотчас после воздействия, когда термодинамическое равновесие за счет теплового движения активированных молекул еще не наступило.

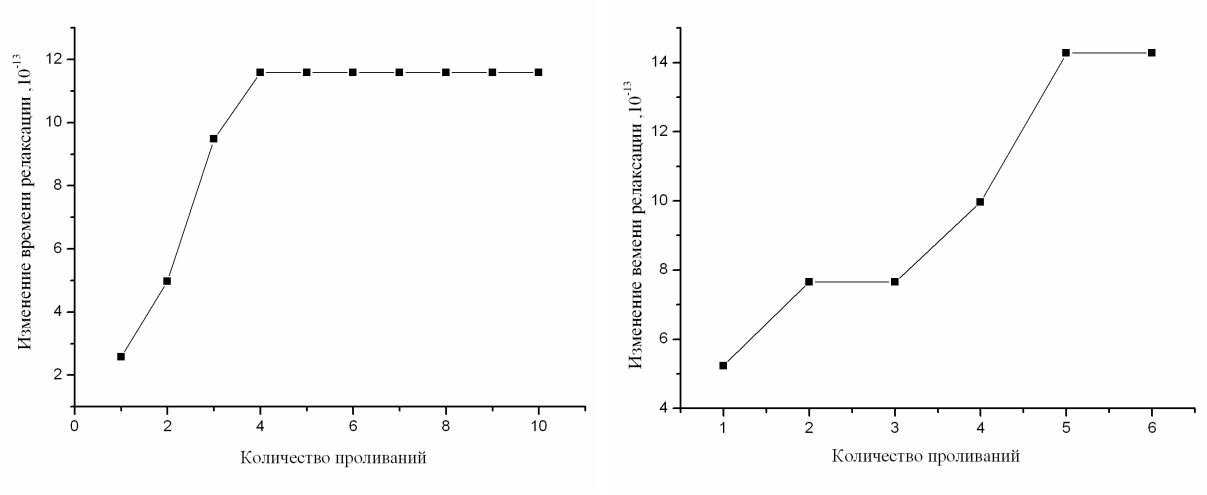


Рис. 3. Зависимость изменения времени релаксации от числа проливаний водопроводной воды через магнитную систему МАУТ

Для более уверенного заключения о причинах роста времени релаксации требуется химический анализ воды после каждого проливания.

Работа выполнялась в рамках проекта «Многофункциональная аппаратура гигарцевого и терагерцового диапазонов на принципах квазистатических и квазиоптических подходов» ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры России» на 2009–2013 гг.

Список литературы

1. Сусляев, В. И. Изменение удельной проводимости дистиллированной воды при воздействии постоянным магнитным полем / В. И. Сусляев, Н. А. Монголина, А. А. Павлова // Изв. вузов. Физика. – 2006. – № 9. – Приложение. – С. 127–128.

2. Гак, Е. З. Гидродинамические эффекты в водных средах в электрических и магнитных полях / Е. З. Гак // Инженерно-физический журнал. – 1982. – Т. XL111. – № 1. – С. 140–153.

3. Санкин, Г. Н. Инерционность изменения электропроводности воды в слабых постоянных магнитных полях / Г. Н. Санкин, В. С. Тесленко // Журн. технической физики. – 2000. – Т 70. – Вып. 3. – С. 64–65.

4. Модифицирование свойств воды и водных растворов электромагнитными полями и излуче-ниями / Ю. И. Цыганок, А. Н. Еремина, Н. П. Горленко и др. // Тез. докл. науч.-техн. конф. «Архитектура и строительство». – Томск. – 1999. – С. 46–47.

5. Концентрированные и насыщенные растворы / [И. В. Мелихов, Э. Д. Козловская, А. М. Кутепов и др.] ; отв. ред. А. М. Кутепов. – М. : Наука, 2002. – 456 с.

6. Вода: структура, состояние, сольватация. Достижения последних лет / Ю. М. Кеслер, В. Е. Петренко, А. К. Лященко и др. ; отв. ред. А. М. Кутепов. – М. : Наука, 2003. – 404 с.

7. Шахпаронов, М. И. Механизмы быстрых процессов в жидкостях / М. И. Шахпаронов. – М. : Высш. шк., 1980. – 351 с.

8. Кочеткова, Т. Д. Температурные зависимости спектров диэлектрической проницаемости воды и водных растворов спиртов в области релаксации : дис. канд. физ.-мат. наук / Т. Д. Кочеткова. – Томск: ТГУ, 2003. – 125 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙТСВ ХАОТИЧЕСКИХ КВАНТОВЫХ СИСТЕМ С ПОМОЩЬЮ МИКРОВОЛНОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ

И. Ю. Чесноков, В. А Коловский

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
Chesnokov87@yandex.ru

Введение

Системы, моделирующие квантовое рассеяние в классически хаотических системах, представляют собой в последнее время объект интенсивного исследования, как теоретического, так и экспериментального. Этот интерес порожден явлениями встречающихся в различных областях физики, от ядерной и молекулярной физики до мезоскопии и теории электронного транспорта. В настоящее время для изучения волнового хаоса широко применяется метод, предложенный Штокманом и Штейном, заключающийся в исследовании колебаний электромагнитного поля микроволнового диапазона в резонаторах неправильной формы. Существует несколько преимуществ микроволновых резонаторов, в сравнении с ядрами или квантовыми точками. Во-первых, полностью известная геометрия системы, а связь системы с внешним миром может быть вычислена полностью из геометрии антенны. Во-вторых, геометрия может быть легко изменена, позволяя проводить исследования различных типов. Далее, для исследования микроволновых резонаторов используются удобные сантиметровые и миллиметровые волны. И последнее, эксперименты можно проводить при комнатной температуре в отличие от кватовых точек, для исследования которых нужны температуры от 0,01 до 1 K.

С помощью микроволновых резонаторов можно проводить достаточно точные проверки теоретических расчетов, поскольку все физические процессы, происходящие в них известны. Уравнения Максвелла в вакууме

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{1}{c}\frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t}, \quad \nabla \times \mathbf{H} = \frac{1}{c}\frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t}.$$

Краевые условия:

$$\mathbf{n} \times \mathbf{E} = 0, \quad \mathbf{n} \cdot \mathbf{H} = 0.$$

В резонаторе возбуждается стоячая волна. Существует решение, для которого $k_z = 0$, это называют квазидвумерный случай. Собственные моды для квазидвумерного случая задаются:

$$-c^2\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}\right)\mathcal{E}_z(x,y) = \omega^2\mathcal{E}_z(x,y)\,; E_x, E_y = 0\,.$$

В случае прямоугольного резонатора можно легко рассчитать моды колебаний

$$\mathcal{E}_z(x,y,z) = \mathcal{A}_1 \sin\left(\frac{n_x \pi x}{L_x}\right)\sin\left(\frac{n_y \pi y}{L_y}\right).$$

Решение уравнения для квазидвумерного случая полностью подобно расчету собственных уровней энергии для квантовой частицы в двухмерной потенциальной яме.

Существуют два возможных типа систем: интегрируемые и неинтегрируемые. Интегрируемые системы отличаются возможностью точного решения уравнений Максвелла. Формы интегрируемых систем отличаются наибольшей простотой и высокой степенью

симметрии, для двумерных систем это круг или прямоугольник. Неинтегрируемые системы обладают различной формой и отличаются невозможность точного расчета собственных мод колебаний. Не интегрируемость системы может колебаться от слабо проявляющих хаотический характер, так называемые псевдо-интегрируемые системы, вплоть до классически хаотических, где свойства сектора описываются с помощью теории Гауссова ортогонального ансамбля случайных матриц.[1]

В настоящей работы представлены результаты исследования свойств резонаторов двух различных форм, относящиеся к классическому и хаотическому типу.

Эксперимент и обсуждение результатов

В ходе работы было созданы два резонатора: прямоугольной формы (представляющий интегрируемые системы) и в форме четверти стадиона.

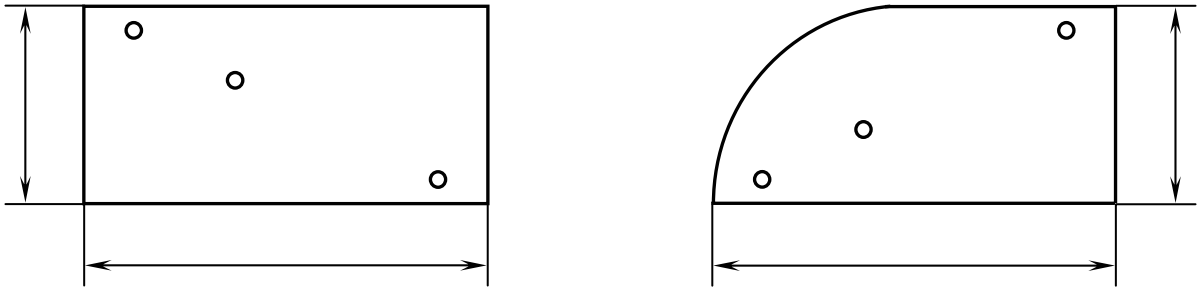


Рис. 1. Микроволновые резонаторы (○ – условно показаны места расположения антенн – зондов)

Оба резонатора имеют высоту, равную 8 мм. Для прямоугольного резонатора a = 178 мм, b = 80 мм, для резонатора, имеющего форму четверти стадиона a = 245 мм, b = 87 мм (одна из стенок – четверть окружности с радиусом b).Резонаторы изготовлены ил листовой меди.

Была измерена частотная зависимость КВСН. Спектры получены с помощью векторного анализатора цепей Agilent *E*8363*B*. Диапазон частот от 2 до 20 ГГц, измерения проводились при комнатной температуре. Участок спектра для прямоугольного резонатора приведен на рисунке ниже. Вертикальные линии показывают положение теоретически рассчитанных частот собственных мод данного резонатора. Как видно, положение максимумов поглощения хорошо совпадает с теоретическим расчетом.

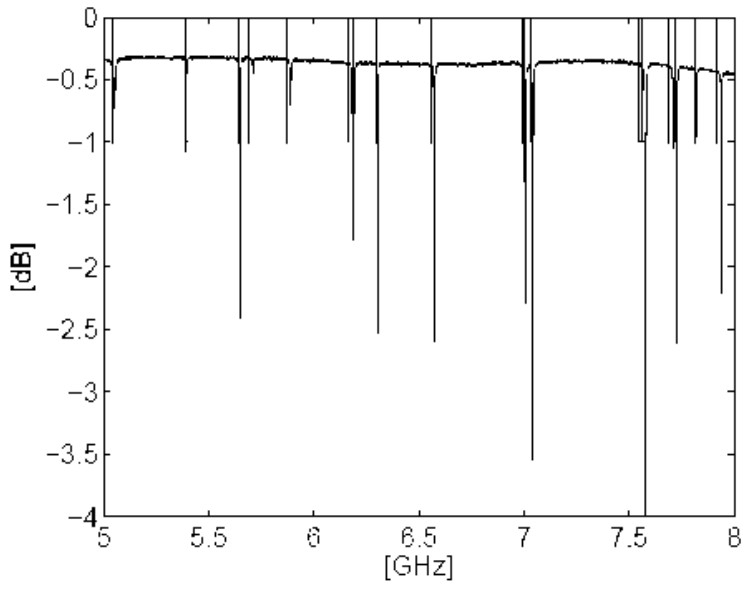


Рис. 2

Статистические свойства собственных состояний микроволновых резонаторов широко изучаются в связи с тем, что они отображают степень упорядочения в системе. Так для интегрируемых систем наблюдается пуассоновское распределение межуровневых расстояний ($s = E_{n+1} - E_n$) (каждый уровень независим), тогда как для спектр классически хаотических систем демонстрирует рапределение Вигнера (расталкивание уровней), которое является характеристикой Гауссова ортогонального ансамбля случайных матриц [1].

Распределение Пуассона

$$P(s) = \exp(-s)$$

Распределение Вигнера

$$P(s) = \frac{\pi}{2} s \exp(-\frac{\pi}{4} s^2)$$

В ходе работы были исследованы статистические свойства экспериментальных спектров. Гистограмма $\int P(s)$ изображена на рис. 3, сплошной линией показан теоретический расчет. Как видим, осуществляется достаточно хорошее согласие между данными и теорией.

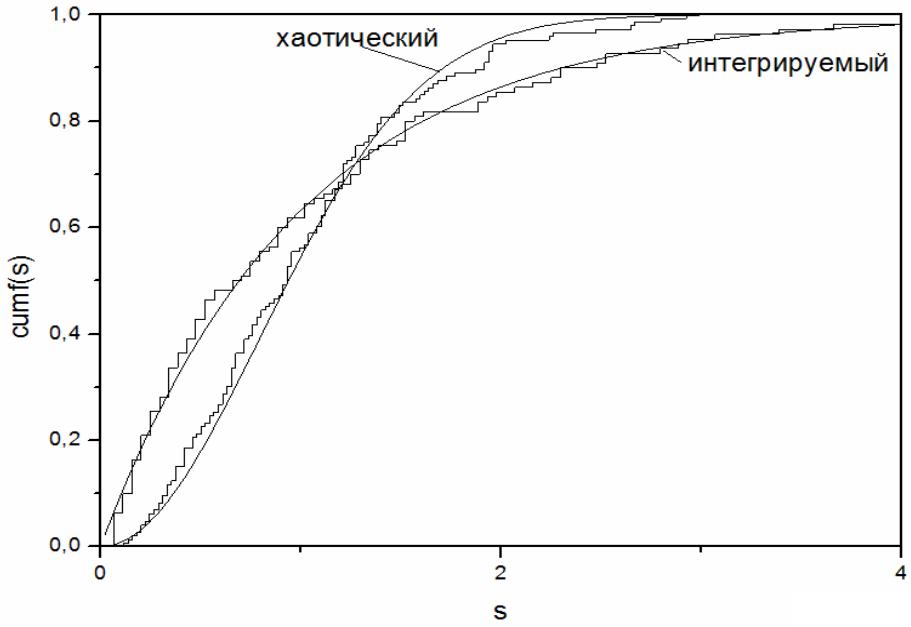


Рис. 3

Следующей важной спектральной характеристикой является дисперсия числа уровней на заданном интервале

$$\Sigma^2 = \left\langle n(E) - \left\langle n(E) \right\rangle \right\rangle^2 .$$

Она характеризует степень корреляции между уровнями при достаточно больших расстояниях между ними, так называемая «жесткость» спектра[2]. Зависимость $\Sigma^2(L)$ изображена ниже на рис. 4.

Прерывистые линии соответствуют предсказаниям теории, нижняя для резонатора в форме четверти стадиона, верхняя для прямоугольного, “+” и “*” соответственно ре-

зультаты эксперимента. Как можно увидеть в области малых значений L Σ^2 достаточно близка к теоретически предсказанному поведению. В дальнейшем разброс увеличивается, что впрочем можно объяснить достаточно малым числом уровней энергии вошедших в измеренный спектр.

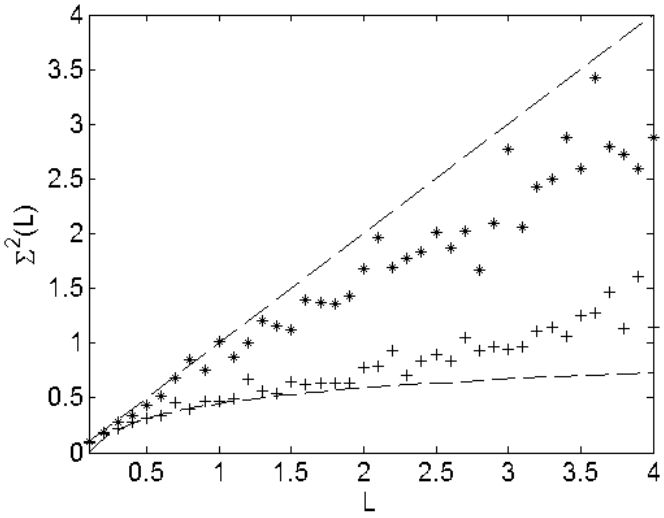


Рис. 4

Таким образом, было установлено распределение собственных частот для прямоугольного резонатора, демонстрирует хорошее согласие с распределением Пуассона, хотя и достаточно отличается от него из-за того, что измерительная антенна нарушает симметричную форму и возмущает собственные моды. Для резонатора с формой в виде четверти стадиона, данные демонстрируют хорошее согласие с теорией случайных матриц, как между близко расположенными (расталкивание уровней), так и между далекими друг от друга (Σ^2) уровнями.

Список литературы

1. M.L. Mehta, Random Matrices, 2nd ed (Academic, New York, 1990)
2. Штокман, Х. Ю. Квантовый хаос. Введение / Х. Ю. Штокман. – 2004.

КОЭФФИЦИЕНТ ПРОХОЖДЕНИЯ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ НА ОСНОВЕ НАНОПОРОШКОВ ГЕКСАФЕРРИТОВ И УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБОК НА МИКРОВОЛНАХ

В. В. Соколов, С. И. Кротов, О. А. Доценко (научный руководитель)

Томский государственный университет
634050, Томск, пр. Ленина, 36
E-mail: apr@mail.tsu.ru

Исследуется коэффициент прохождения композитов на основе углеродных нанотрубок и их смеси с нанопорошком гексаферрита. Исследование проводилось на измерителе модуля коэффициента передачи и отражения Р2М-04. Коэффициент прохождения зависит от массовой доли нанотрубок.

В целях борьбы с радиолокационным обнаружением различных объектов военной техники используются специфические радиоматериалы, снижающие их радиолокационную заметность. Эти материалы различаются коэффициентом отражения, рабочей часто-

той и частотным интервалом. По способу снижения радиозаметности материалы делятся на интерференционные, поглощающие и рассеивающие. В основе теории снижения радиозаметности лежит электродинамическая задача по отражению электромагнитного излучения от слоя с электромагнитными характеристиками, отличными от среды распространения [1].

В радиопоглощающих материалах, имеющих многослойную структуру с плавным или ступенчатым изменением комплексной диэлектрической $\varepsilon = \varepsilon' - i\varepsilon''$ проницаемости по толщине верхний слой обычно состоит из материала, имеющего диэлектрическую проницаемость, близкую к единице. Остальные слои представляют собой диэлектрик, используемый в качестве связующего, с немагнитным или магнитным радиопоглощающим наполнителем. Для получения радиопоглощающих материалов, обладающих хорошей гибкостью, высокой технологичностью, большой адгезией к покрываемым поверхностям используются композиционные материалы, в которых качестве связующего используются: эпоксидная смола, водоэмульсионная краска [2], резина.

В последние годы обсуждается возможность применения углеродных нанотрубок в качестве поглотителей электромагнитной энергии. Однако приведенные в литературе сведения не полны и, зачастую, противоречивы.[3]

В связи с этим поставлена цель: исследовать отражающие свойства композитов на основе многостенных углеродных нанотрубок.

Коэффициент отражения и прохождения рассчитываются по следующим соотношениям [1]:

$$R = \left| \rho \frac{1 - e^{-i2kd}}{1 - \rho^2 e^{-i2kd}} \right| \qquad T = \left| \frac{(1-\rho^2)e^{-ikd}}{1 - \rho^2 e^{-i2kd}} \right|,$$

где $\rho=(Z\text{-}1)/(Z+1)$ – коэффициент отражения от передней грани; $Z = \sqrt{\mu^* / \varepsilon^*}$ – комплексное волновое сопротивление материала; $k = \frac{2\pi f \sqrt{\varepsilon^* \mu^*}}{c}$ – комплексное волновое число; ω – круговая частота электромагнитного излучения; c – скорость света; $\varepsilon^* = \varepsilon' - i\varepsilon''$ и $\mu^* = \mu' - i\mu''$ – комплексные диэлектрическая и магнитная проницаемости, соответственно; d – толщина слоя.

Исследование отражающих свойств композитов углеродных нанотрубок производилось на измерителе модуля коэффициента передачи и отражения Р2М-04 фирмы «Микран» в коаксиальной ячейке.

Измеритель Р2М-04 [4] предназначен для измерения модуля коэффициента отражения или коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) и модуля коэффициента передачи (ослабления и усиления) в диапазоне частот от 0,01 до 4,00 ГГц. Коаксиальная ячейка выбрана потому, что электромагнитное поле в ней взаимодействует с исследуемым образцом так же, как в свободном пространстве.

Прибор работает в составе с ЭВМ, которая выполняет ряд вычислительных функций и обеспечивает панорамное отображение результата измерения.

Рассматривались композиционные материалы на основе многостенных углеродных нанотрубок разного размера и связующего, в качестве которого использован полиметилметакрилат. Толщина образцов 0,1–0,2 мм. Образец приклеивался к пенопластовой шайбе внешним диаметром – d_1 = 16 мм, внутренним – d_2 = 6,95 мм. Калибровка установки производилась при наличии пенопластовой шайбы, с одной поверхностью, смазанной клеем без образца.

Коэффициент отражения измерялся в диапазоне 0,01–4 ГГц. На рис. 2 приведены результаты исследования микроволновых свойств нанотрубок разного размера в связую-

щем. Исследовались разные размеры нанотрубок: толстые (d ~ 23,55 нм) – маркировка оканчивается на С2, средние (d ~ 10,94 нм) – М(3+8) и тонкие (d ~ 7,45 нм) – А3.

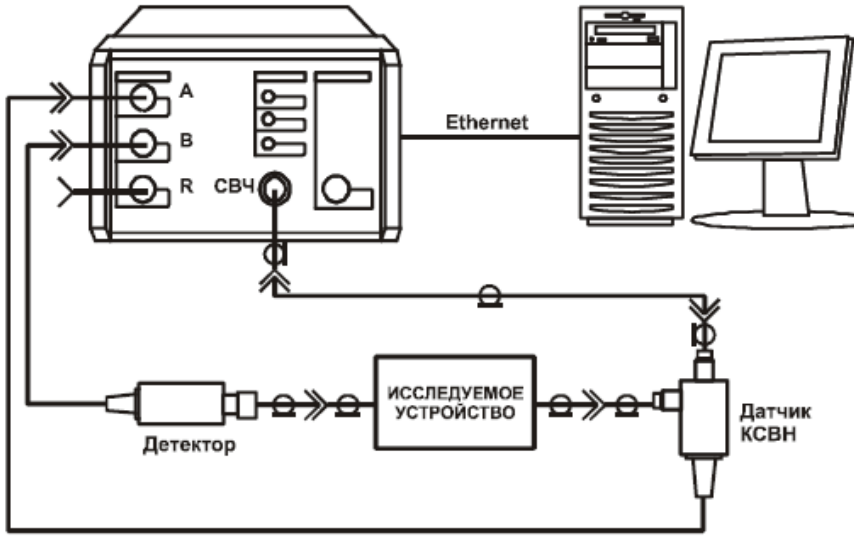


Рис. 1. Измерение модуля коэффициента передачи и отражения
Блок-схема

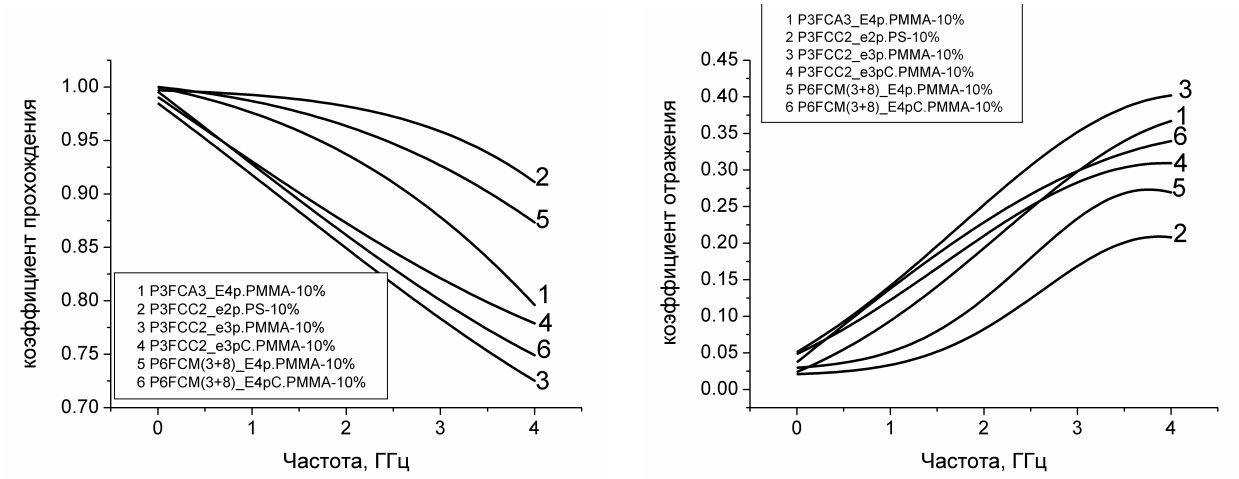


Рис.2. Коэффициент прохождения и отражения материалов
на основе углеродных нанотрубок. Массовая доля нанотрубок 10 %

Попытка выявить зависимость коэффициента прохождения от толщины нанотрубок не показала определенной зависимости (рис. 2). Так, например, для образцов одинаковой толщины и с одинаковой концентрацией нанотрубок отражающие свойства оказались наилучшими для толстых нанотрубок, затем тонких и последнее для средних. Некоторые из композитов были изготовлены из нанотрубок обработанных $SOCl_2$. Исследование таких образцов показало, что отражающие свойства материала с толстыми нанотрубками в отличии от аналогичного композита без обработки уменьшились, а со средними увеличились.

На рис. 3 представлены отражающие свойства материала P3FCC2_e3p с различной концентрацией углеродных нанотрубок. Из графиков видно: при увеличении концентрации нанотрубок коэффициент прохождения уменьшается. Коэффициенты прохождения и отражения в сумме дают единицу, то есть поглощения на этих частотах не отмечается.

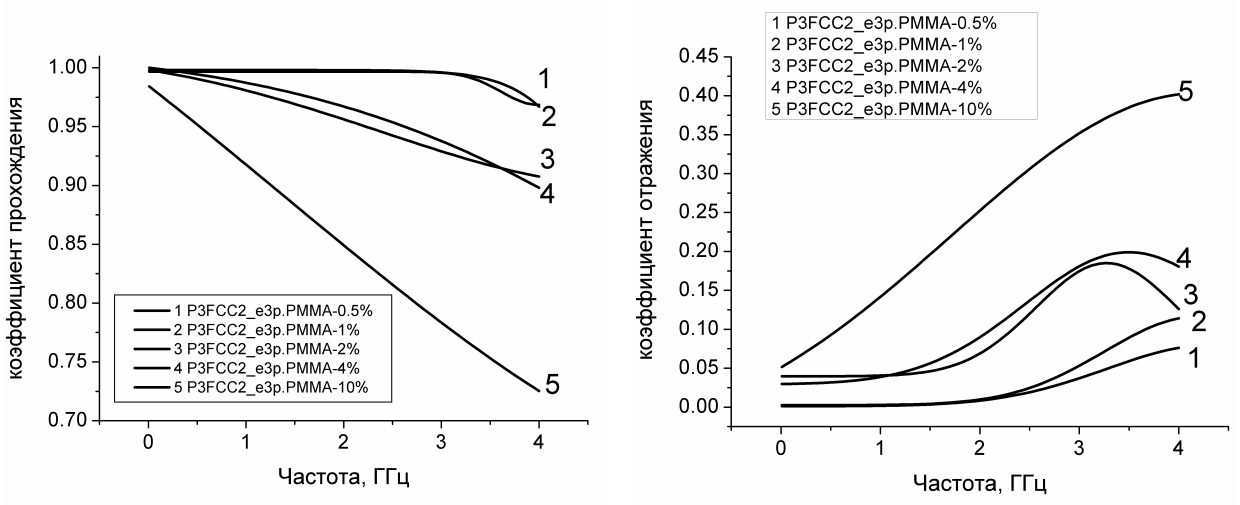


Рис. 3. Коэффициент прохождения и отражения материала P3FCC2_e3p с массовыми долями нанотрубок 0.5,1,2,4 и 10 %

Следующим шагом в исследовании углеродных нанотрубок стало: измерение отражающих свойств композитов на основе углеродных нанотрубок с добавление нанопорошка гексаферрита. Как можно видеть на рис. 4, добавление гексаферрита не дало никаких изменений. Отражающие свойства образцов с гексаферритом не отличаются от аналогичных изделий, но уже без добавления нанопорошка гексаферрита. Коэффициент прохождения в сумме с коэффициентом отражения по-прежнему дает единицу. Поглощения не наблюдается. Использовали различный ферритовый порошок: #1 – $BaFe_{11}Al_{1.0}O_{19,}$ полученный с помощью самораспространяющегося высокотемпературного синтеза (СВС), #2 – $BaFe_{12}O_{19,}$ полученный методом механической активации (МА) с массовым соотношением шаров и порошка 1:5, #3 – Co_2Z, МА с соотношением 5:1 при 600 °С, #4 – $BaCo_{0.6}Z_{1.4}Fe_{16}O_{27}$, #5 – $BaFe_{11}Al_{1.0}O_{19}$ (СВС).

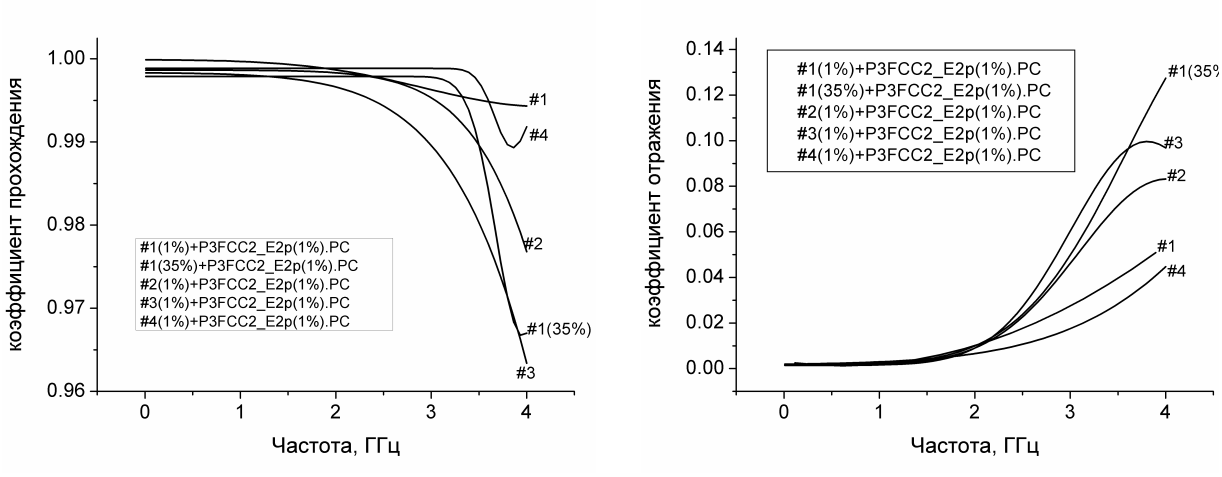


Рис. 4. Коэффициент прохождения и отражения P3FCC2_E2p с ферритом

Выводы:

1. Проведены исследования электромагнитного отклика от слоя композита на основе многостенных углеродных нанотрубок. Показано, что с увеличением частоты происходит падение коэффициента прохождения. Поглощения в материале не обнаружено, так как коэффициент отражения в сумме с коэффициентом прохождения дает приближенно единицу.

2. Увеличение концентрации нанотрубок приводит к уменьшению коэффициента прохождения (рис. 3). Все образцы с низким содержанием нанотрубок почти прозрачны во всем частотном диапазоне. Попытка выявить зависимость коэффициента прохождения от толщины нанотрубок не показала определенной зависимости (рис. 2). Так, например, для образцов одинаковой толщины и с одинаковой концентрацией нанотрубок отражающие свойства оказались наилучшими для толстых нанотрубок, затем тонких и последнее для средних. Некоторые из композитов были изготовлены из нанотрубок обработанных $SOCl_2$. Исследование таких образцов показало, что отражающие свойства материала с толстыми нанотрубками в отличии от аналогичного композита без обработки уменьшились, а со средними увеличились. Для выявления какой-либо зависимости необходимо провести дополнительные исследования.

3. Исследования на композите, где активная фаза – смесь нанотрубок и нанопорошка гексаферрита, показали, что коэффициенты отражения и прохождения на этих частотах не отличаются от соответствующих коэффициентов композитов без гексаферрита. Это связано с тем, что в композит добавлено слишком мало феррита.

4. Чтобы получить заметный эффект, необходимо: увеличить толщину образца, увеличить концентрацию активной фазы. Вызывает интерес расширить полосу частот.

Список литературы

1. Бреховских, Л. М. Волны в слоистых средах / Л. М. Бреховских. – М. : Наука, 1973. – 343 с.

2. Пат. RU2107705. Радиопоглощающий материал и способ его приготовления. – № 96121504/04; заявл. 04.11.1996; опубл. 27.03.1998

3. Диэлектрические свойства композитов, модифицированных углеродными наноструктурами, в микроволновом диапазоне / В. Е. Мурадян, Е. А. Соколов, С. Д. Бабенко, А. П. Моравский. // Журн. технической физики. – 2010. – Т. 80. – В. 2. – С. 83–87.

4. Измеритель модуля коэффициента передачи и отражения Р2М-04 // Руководство по эксплуатации. Ч. 1. – Томск : ООО «НПФ «МИКРАН»». – 17 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ПОСТРОЕНИЯ ДАТЧИКОВ ИНФРАКРАСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ МДМ-СТРУКТУР С ПОРИСТЫМ ОКСИДОМ АЛЮМИНИЯ

А. В. Голощапов, Д. А. Чиков, Н. М. Егоров (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26

Рассматриваются теоретические предпосылки построения нового вида датчиков инфракрасного излучения на основе МДМ-структур с пористым оксидом алюминия. Приведены результаты измерения вольтамперных характеристик структуры.

Пористый оксид алюминия известен в электронике как материал, обладающий высокими диэлектрическими, механическими, теплопроводящими и уникальными оптическими свойствами. Достоинством данного материала является также его технологичность, обусловленная низкотемпературным процессом анодного окисления алюминия в жидких электролитах. Изменяя пористость и глубину слоя оксида можно регулировать в широких пределах показатель преломления пленок, обеспечить оптическую прозрачность и собственную люминесценцию пленок [1].

В настоящей работе рассматривается возможность создания датчиков ИК-диапазона на основе МДМ-структур с пористым оксидом алюминия. Работа таких датчиков

должна основываться на возникновении фотопроводимости в МДМ-структуре под действием ИК-излучения.

Фотопроводимость в диэлектриках, которые можно рассматривать как полупроводники с большой шириной запрещенной зоны ($E_g > 3$ эВ), может возникать в результате поглощения фотонов с энергией, которая равна или превышает энергию запрещенной зоны (собственная фотопроводимость), либо поглощения фотонов с энергией, которая превышает энергию, отделяющую примесный уровень от зоны проводимости или валентной зоны (примесная фотопроводимость). При этом длинноволновая (красная) граница фотопроводимости будет определяться глубиной залегания примесных уровней в запрещенной зоне [2]. Коротковолновая граница фотопроводимости пористого оксида алюминия определяется шириной запрещенной зоны $E_g = 8{,}4$ эВ [3], что соответствует длине волны излучения $\lambda = 0{,}236$ мкм.

Для поликристаллических или аморфных веществ, к которым относится и пористый оксид алюминия, пока нет строгого теоретического описания зонной энергетической структуры. Это обусловлено тем, что у аморфных веществ отсутствует дальний порядок. Вследствие этого пространственный трехмерный периодический потенциал и потенциальная энергия квазисвободного электрона являются случайной функцией координат. Возникающие при этом флуктуации поля приводят к плавному искривлению границ энергетических зон и их размытию. В результате вблизи границ зон энергетические состояния оказываются локализованными и появляются хвосты состояний в запрещенной зоне.

В модели Мота – Коэна – Фриче – Овшинского (МКФО) [4] предполагается, что неупорядоченность приводит к образованию в запрещенной зоне большого числа (до 10^{25} м$^{-3}$) локализованных состояний (ловушек).

Энергетическая структура запрещенной зоны анодных оксидных пленок Al_20_3 исследовалась в работах [5,6]. Был обнаружен широкий спектр локальных энергетических уровней в интервале 0,35–1,37 эВ ниже дна зоны проводимости (рис. 1), полная концентрация которых $N = 5 \cdot 10^{23}$м$^{-3}$.

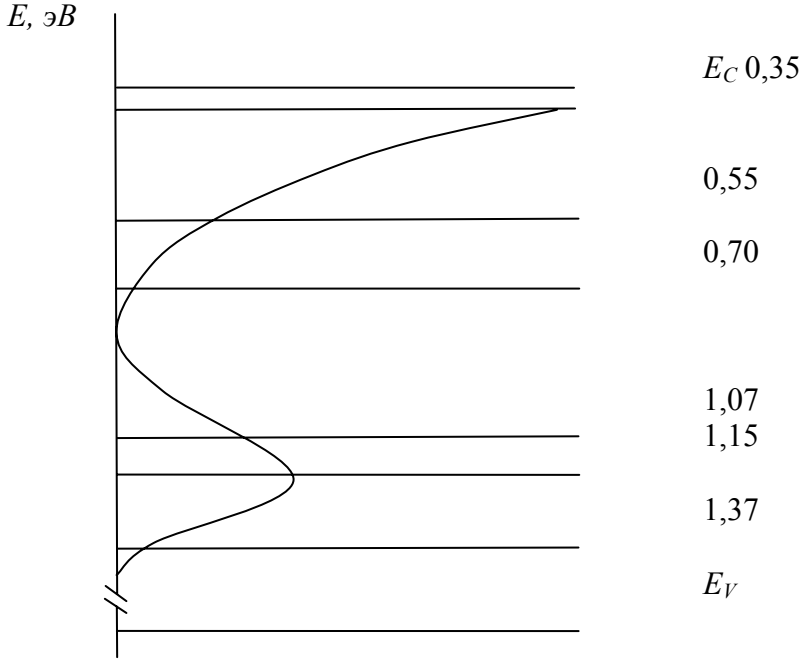


Рис. 1. Зонная диаграмма оксида алюминия

Особенности механизмов протекания тока МДМ-структурах подробно рассмотрены в [7, 8]. Один из них заключается в том, что если плотность ловушек в запрещенной зоне диэлектрика высока, то возможно туннелирование носителей заряда через ловушки и прыжковая проводимость по ловушкам.

Мы считаем, что прыжковая проводимость через ловушки может быть стимулирована ИК-излучением. При этом второй металлический электрод структуры должен быть прозрачен в ИК-диапазоне.

С целью проверки высказанных предположений были изготовлены опытные образцы из отожженной алюминиевой фольги, чистотой 99,998 %, с линейными размерами 10×20×0,1 мм. Анодирование осуществлялось в 10 % водном растворе H_2SO_4 в течение 4 мин. при напряжении 20 В.

Для измерения вольтамперных характеристик (ВАХ) структур была собрана схема, приведенная на рис. 2.

На рис. 3. показана ВАХ одного из экспериментальных образцов.

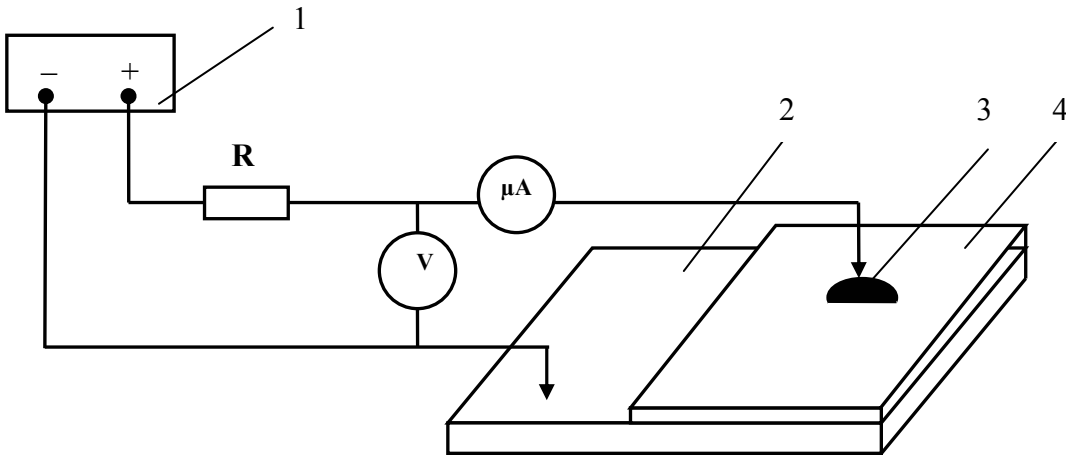


Рис. 2. Схема измерения опытных образцов: 1 – блок питания; 2 – алюминиевая фольга; 3 – ртутный контакт; 4 – оксидная пленка второго рода на алюминии

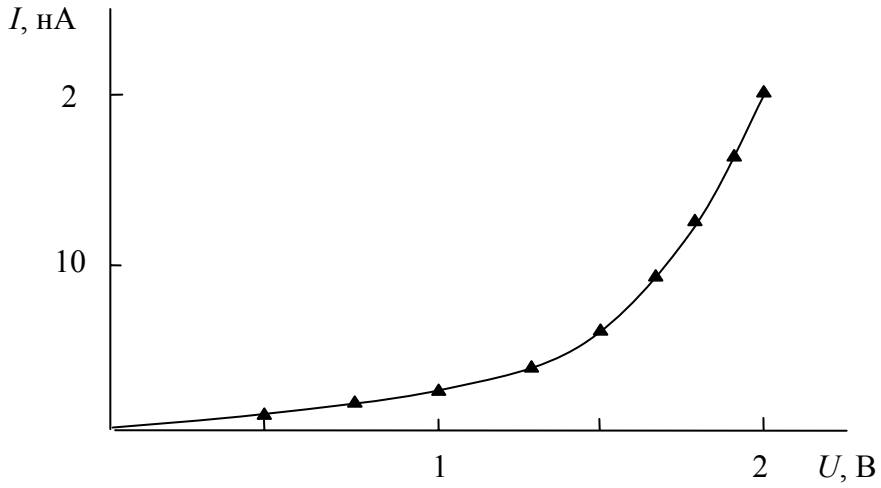


Рис. 3. ВАХ экспериментального образца

В дальнейшем мы планируем сформировать на поверхности экспериментальных образцов металлический электрод с целью получения пленочной МДМ–структуры и экспериментально исследовать проводимость полученных образцов под воздействием ИК–излучения.

Список литературы

1. Пористый оксид алюминия в микроэлектронике / Д. Ю. Авдиковский, А. Л. Журавлев, А. А. Литвиненко и др. // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр./ ред. : А. И. Громыко, А. В. Сарафанов. – М. : Радио и связь, 2006. – С. 353–354.

2. Зи, С. Физика полупроводниковых приборов : в 2 кн. Кн. 2 / С. Зи ; пер. с англ. – 2-е перераб. и доп. изд. – М. : Мир, 1984. – 341 с.

3. Arakava E.T., Williams M.W. Optical properties of aluminium oxide in the vacuum ultraviolet / J. Phys. Chem. Solids. 1968. Vol. 29, №5, p.735–744.

4. Мотт, Н. Электронные процессы в некристаллических веществах / Н. Мотт, Э. Дэвис. – М. : Мир, 1982. – 350 с.

5. Зудов, А. И. Термостимулированный ток в системах металл – окисел – металл / А. И. Зудов, Л. А. Зудова // Радиотехника и электроника. – 1971. – Т. 16. – № 11. – С. 2234–2235.

6. Зудова, Л. А. К вопросу об определении параметров электронных ловушек в анодных оксидных пленках / Л. А. Зудова, А. И. Зудов, В. А. Стрехов. – Деп. ВИНИТИ. № 2218–75, дек. 1975. – 12 с.

7. Майссел, Л. Технология тонких пленок / Л. Майссел, Р. Глэнг ; пер. с англ. ; под ред. М. И. Елинсона, Г. Г. Смолко. – Т. 2. – М. : Сов. радио, 1977. – С. 317–397.

8. Одынец, Л. Л. Анодные оксидные пленки / Л. Л. Одынец, В. М. Орлов. – Л. : Наука, 1990. – 102 с.

СПИСОК АВТОРОВ

J. Vinogradov 355
S. Loquai 355
Абденов А. Ж. 284
Абдулхаков А. А. 177
Абрамов А. О. 315
Аврамов А. В. 14
Алдонин Г. М. 48, 52
Алексеев Ю. А. 226
Алешечкин А. М. 170
Андреев Д. Г. 231, 236
Артюх А. С. 89
Арцыбасов А. А. 301
Ашхотов О. Г. 241
Ашхотова И. Б. 241
Бабак Л. И. 77, 81, 85, 315
Бабинович А. Н. 379
Бакунова Е. В. 261, 268
Бакуров М. В. 275, 320
Бальва Я. Ф. 69
Бахтина В. А. 245
Башкиров А. В. 313
Беккер А. Н. 69
Биктимиров Л. Ш. 199
Богданова А. В. 393
Богодухов А. М. 174
Болотова Н. П. 48
Бондаренко В. Н. 3, 179
Бояркеева О. В. 165
Валиханов М. М. 177
Ветров С. Я. 368
Владимиров В. М. 92, 101, 270
Внукова Н. Г. 44
Воробьев П. М. 284
Гаипов К. Э. 344, 347
Гайсин А. А. 72
Гаршин А. А. 304
Гафаров Е. Р. 146
Гергарт О. А. 372
Глинчиков В. А. 28, 156, 174
Глушков В. П. 285
Голощапов А. В. 412
Горбунова О. А. 199
Горст А. К. 364
Готовко В. И. 31
Гошев А. В. 263
Грицутенко С. С. 18
Гуняков В. А. 372
Дектерев М. Л. 307
Дербин Е. А. 231
Дзюба В. А. 206
Дмитриенко К. С. 81
Добуш И. М. 85, 315
Доценко О. А. 379, 408
Дробот И. В. 129
Дрокин Н. А. 386
Дудник А. И. 390, 393
Егоров Н. М. 412
Есин А. Ю. 38
Жаднов В. В. 304
Жарников Д. А. 206
Желудько С. П. 48
Жищенко С. А. 249, 327
Засемков В. С. 54, 57
Зограф Ф. Г. 62
Золотухин В. В. 360
Зотов В. Е. 249, 291
Зотов Л. Г. 42
Иванов Д. В. 320, 323
Иванова М. Ю. 323
Иванова Н. А. 360
Изотов А. В. 374
Какоткин В. В. 177
Карпенко М. С. 57
Картунов С. 203
Кинстлер А. А 220
Кирюшкин В. В. 161
Киселев В. И. 297
Клевлин А. Г. 3
Ковалев С. В. 126, 129
Кожурин А. Н. 223
Козлов Р. Ф. 149
Коколов А. А. 77, 81, 85, 330
Кокорин В. И. 6, 177
Коловский В. А 405
Коловский Ю. В. 245, 275, 320, 323
Конев М. П. 220
Кононенко Т. С. 52
Корец А. Я.
Корнейчук С. А. 66
Коровин Е. Ю. 382
Корсаков М. Ю. 42
Кочеткова О. А. 379
Кошелев В. С. 161
Краснов Т. В. 132, 179
Кротов С. И. 408
Круглов Р. С. 355
Крымшокалова Д. А. 241
Кузьменко О. Н. 11
Кузьмин Е. В. 188
Кулешов Г. Е. 97
Кулинич С.Н. 33, 92, 101
Курбаналиев Р. М. 352
Лазарева М. И. 261, 268
Лапин Р. М. 249, 327
Латышева И. К. 52
Левицкий А. А. 252, 263, 278, 285, 311
Левицкий В. А. 311
Лексиков А. А. 113
Лемберг К. В. 137
Леньшин А. В. 152
Леухина А. Е. 379
Липунова А. А. 278
Лопатнев Н. Ю. 52
Ляйком Е. А. 206

Маглинец Н. В. 256
Макаров И. В. 6
Малисов Н. П. 161
Мананков Д. В. 44
Маринушкин П. С. 252
Мартыновский В. Н. 270
Масленников А. Н. 386
Матвеев Е. В. 156
Мельник В. А. 126, 129
Меркушев Ф. Ф. 209
Мисюль С. В. 396
Молокеев М. С. 396
Молчанов А. Ю. 217
Молчанов С. А. 89
Морозов Ю.В. 364
Московских М. С. 209
Мосягин А. Ю. 263
Муратов А. В. 196
Мушта А. И. 231, 236, 249, 291, 327, 335, 339
Мязитов Н. Ф. 177
Никитин Л. Н. 60
Новиков В. Б. 52
Новиков С. С. 118
Овчинников А. С. 33, 92, 101
Павлова А. А. 401
Панайотов Т. 203
Панько В. С. 106, 149
Панько С. П. 311
Пасечник А. В. 14
Патрушева Т. Н. 213, 217, 220, 256
Песков М. А. 315
Подшивалов И. В. 386
Полюшкевич А. В. 209, 213
Пономарев В. С. 294
Попов А. А. 152
Попов А. В. 217, 256
Потапов И. И. 31
Пруткин С. И. 184
Пузиков Г. С. 132
Разинкин В. П. 123
Распутин Р. Н. 89
Репин А. Н. 352
Репка В. А. 11
Ромащенко М. А. 313
Рубанович М. Г. 284
Рудакова Н. В. 368
Рыбников М. К. 206, 386
Рыженков А. В. 217, 256
Рязанцев Р. О. 141
Савин А. А. 77
Сакун Е. А. 209
Саломатов Ю. П. 66, 72, 109, 141, 146, 149
Сальников А. С. 330
Самуилов А. А. 315
Семенихин И. С. 60
Семенова О. В. 206, 209
Сенотрусов И. Н. 106
Сенченко А. А. 109
Сенченко Я. И. 188
Сержантов А. М. 69, 113, 137
Скворцова Н. В. 123
Смирнов П. В. 192
Снежко Н. Ю. 213, 220
Соколов В. В. 408
Соловьев П. Н. 374
Сугак М. И. 141
Сумин А. М. 335
Сумин В. В. 196
Суркова Г. А. 355
Сусляев В. И. 97, 382, 401
Сухин Ф. Г. 69, 113
Сушкин И. Н. 184
Тачеев А. Н. 48
Ташлинский А. Г. 192, 199, 352
Ткаченко С. А. 31
Ткаченко С. С. 23
Толстиков А. С. 165
Трегубов С. И. 297, 301, 307, 311
Третяк А. В. 28
Устинов В. И. 226
Усюкевич А. А. 118
Учуватов М. С. 307
Федоров Ю. В. 85
Фень А. М. 301
Фомин А. Н. 54
Фомич Л. М. 261, 268
Фроленко Д. А. 390
Харлашин П. А. 206
Харлашин П. В. 209
Хорева А. М. 192
Цветков В. В. 126, 129
Чепелев М. Ю. 126, 129
Черкашин М. В. 85
Чесноков И. Ю. 405
Чеханацкий Р. В. 62
Чиков Д. А. 412
Чирков О. Н. 196
Шабуров А. И. 245
Шаян М. А. 347
Шведин А. Е. 223
Шеерман Ф. И. 85, 330
Шелестов Д. И. 226
Шелованова Г. Н. 226
Шелудько В. Г 213
Шепов В. Н. 270
Шеховцов Д. В. 339
Щербакова О. П. 344
Юзова В. А. 206, 223

СОДЕРЖАНИЕ

Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ»

Перспективные шумоподобные сигналы широкополосных радионавигационных систем
Клевлин А. Г., Бондаренко В. Н. 3
Комплекс управления беспилотными летательными аппаратами для дистанционного зондирования Земли
Макаров И. В., Кокорин В. И. 6
Согласованная фильтрация на базе модифицированного алгоритма Карунена – Лоева
Кузьменко О. Н., Репка В. А. 11
Принципы построения современных экспертных систем
Пасечник А. В., Аврамов А. В. 14
Обобщение теоремы Котельникова
Грицутенко С. С. 18
Алгоритм проверки нахождения идентифицирующего объекта в зоне действия бортового пеленгатора
Ткаченко С. С. 23
Применение радиовысотомера малых высот с линейно-частотной модуляцией в БПЛА
Третяк А. В., Глинчиков В. А. 28

Секция «ПРИБОРОСТРОЕНИЕ»

Разработка генератора силовых высоковольтных импульсов для ремонта теплотехнического оборудования
Потапов И. И., Ткаченко С. А., Готовко В. И. 31
Дискретно перестраиваемый одиннадцатиполосный генератор шума
Овчинников А. С., Кулинич С. Н...... 33
Устройство для ведения пловцов по дистанции
Есин А. Ю. 38
Понижающий конденсаторный конвертор с переменной структурой для автономных радиоэлектронных комплексов
Зотов Л. Г., Корсаков М. Ю. 42
Электрические характеристики и элементный состав плазмы трансформаторного разряда
Мананков Д. В., Внукова Н. Г. 44
Дистанционный мониторинг функционального состояния человека
Болотова Н. П., Тачеев А. Н., Алдонин Г. М., Желудько С. П. 48
Оценка артериального сосудистого тонуса
Кононенко Т. С., Латышева И. К., Лопатнев Н. Ю., Алдонин Г. М., Новиков В. Б. .. 52
Исследование и оптимизация метода оптического анализа микро- и наноструктур
Фомин А. Н., Засемков В. С. 54
Устройство для повышения эффективности работы газоанализатора для определения следовых количеств химических веществ
Карпенко М. С., Засемков В. С. 57
Устройство контроля параметров телевизионного приемника
Семенихин И. С., Никитин Л. Н. 60

Система спортивного хронометража для проведения соревнований по скалолазанию
Чеханацкий Р. В., Зограф Ф. Г. 62

Секция «СВЧ-ТЕХНОЛОГИИ, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА»

Анализ влияния эффекта Холла на параметры щелевой и копланарной структуры, используемой для возбуждения волн геликонового типа
Корнейчук С. А., Саломатов Ю. П. 66
Способ уменьшения взаимодействия полосковых резонаторов в фильтре на подвешенной подложке
Бальва Я. Ф., Беккер А. Н., Сухин Ф. Г., Сержантов А. М. 69
Интегральное уравнение Халлена для горизонтального симметричного вибратора, расположенного в двухслойной среде
Гайсин А. А., Саломатов Ю. П. 72
Методика и оценка точности экстракции параметров малосигнальной модели СВЧ полевого транзистора
Коколов А. А., Савин А. А., Бабак Л. И. 77
Построение нелинейной модели GaAs mHEMT транзистора
Дмитриенко К. С., Коколов А. А., Бабак Л. И. 81
Визуальное проектирование монолитного однокаскадного усилителя мощности Ка-диапазона на основе отечественной наногетеростуктурной технологии
Коколов А. А., Добуш И. М., Федоров Ю. В., Черкашин М. В., Шеерман Ф. И., Бабак Л. И. 85
Результаты исследования характеристик направленности лопастной антенной решетки
Распутин Р. Н., Молчанов С. А., Артюх А. С. 89
Установка для измерения диэлектрической проницаемости и влажности плоских листовых материалов
Овчинников А. С., Владимиров В. М., Кулинич С. Н. 92
Применение метода статистических моментов для расчета электомагнитных параметров материалов с большими потерями в гигагерцовом диапазоне
Кулешов Г. Е., Сусляев В. И. 97
Дискретно перестраиваемый полосно-пропускающий микрополосковый фильтр с весовой матрицей
Овчинников А. С., Владимиров В. М., Кулинич С.Н. 101
Применение частотно-селективных поверхностей в контррефлекторах зеркальных антенн
Сенотрусов И. Н., Панько В. С. 106
Вычисление фазы функции ослабления над многокусочными трассами
Сенченко А. А., Саломатов Ю. П. 109
Двухпроводные полосковые резонаторы на подвешенной подложке
Сухин Ф. Г., Сержантов А. М., Лексиков А. А. 113
Хаотические колебания в системе двух СВЧ-автогенераторов при резонансе взаимной связи
Усюкевич А. А., Новиков С. С. 118
Оптимизация параметров фазового СВЧ манипулятора
Скворцова Н. В., Разинкин В. П. 123

Структура базового элемента антенно-фидерной системы с управляемой диаграммой направленности в коротковолновом диапазоне
Цветков В. В., Ковалев С. В., Мельник В. А., Чепелев М. Ю. 126
Применение сумморазностных трансформаторов для согласования с магнитной антенной в коротковолновом диапазоне
Дробот И. В., Цветков В. В., Ковалев С. В.., Мельник В. А., Чепелев М. Ю. 129
Фазированная антенная решетка спиральных излучателей
Краснов Т. В., Пузиков Г. С. 132
Исследование управляемого фазового сдвига в резонансной конструкции жидкокристаллического фазовращателя
Лемберг К. В., Сержантов А. М. 137
Модель сферической линзы люнеберга, представляющая собой набор цилиндрических слоев переменной толщины из материала с постоянной диэлектрической проницаемостью
Рязанцев Р. О., Сугак М. И., Саломатов Ю. П. 141
Экспериментальное исследование МПА с использованием технологии ЧСП
Гафаров Е. Р., Саломатов Ю. П. 146
Расчет уровня напряженности электромагнитного поля вблизи радиовещательного центра
Козлов Р. Ф., Панько В. С., Саломатов Ю. П. 149

Секция «УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»

Особенности построения быстродействующих устройств формирования активных помех
Попов А. А., Леньшин А. В. 152
Адаптивная эталонная модель в системе управления беспилотного летательного аппарата
Матвеев Е. В., Глинчиков В. А. 156
Обоснование статистической модели однородных участков РЛИ
Малисов Н. П., Кошелев В. С., Кирюшкин В. В. 161
Компенсация тропосферных погрешностей в навигационных ГЛОНАСС\GPS технологиях
Бояркеева О. В., Толстиков А. С. 165
Расширение диапазона однозначной оценки координат объектов в фазовых радионавигационных системах
Алешечкин А. М. 170
Уточнение эфемерид навигационной системы по межспутниковым измерениям
Богодухов А. М., Глинчиков В. А. 174
Методы сейсморазведки
Какоткин В. В., Абдулхаков А. А., Мязитов Н. Ф., Валиханов М. М., Кокорин В. И. 177
Адаптивный компенсатор структурной помехи
Краснов Т. В., Бондаренко В. Н. 179
Применение ГНСС ГЛОНАСС и GPS для измерения деформации литосферных плит
Пруткин С. И., Сушкин И. Н. 184
Реализация и исследование цифровой системы фазовой синхронизации приемо-индикатора широкополосной радионавигационной системы
Сенченко Я. И., Кузьмин Е. В. 188

Способы нахождения псевдоградиента целевой функции при оценивании геометрических деформаций изображений
Хорева А. М., Смирнов П. В., Ташлинский А. Г. 192
Фильтрация мощных помех при широкополосной передаче данных
Чирков О. Н., Сумин В. В., Муратов А. В. 196
Критерий эффективности псевдоградиента целевой функции при оценивании геометрических деформаций изображений
Горбунова О. А., Биктимиров Л. Ш., Ташлинский А. Г. 199
Разработка тонкого миниатюрного датчика давления
Панайотов Т., Картунов С. 203

Секция «МИКРОЭЛЕКТРОНИКА, МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА»

Влияние морфологии пористого кремния на спектры комбинационного рассеяния света
Харлашин П. А., Рыбников М. К., Жарников Д. А., Дзюба В. А., Ляйком Е. А., Юзова В. А., Семенова О. В. 206
Создание пористых структур на кремнии посредством периодического модулирования плотности тока в процессе электрохимического анодирования
Харлашин П. В., Полюшкевич А. В., Московских М. С., Меркушев Ф. Ф., Сакун Е. А., Семенова О. В., Корец А. Я. 209
Наноразмерные оксидные люминесцентные пленки
Полюшкевич А. В., Снежко Н. Ю., Шелудько В. Г., Патрушева Т. Н. 213
Нанокристаллические пленки для оксидных солнечных ячеек
Попов А. В., Рыженков А. В., Молчанов А. Ю., Патрушева Т. Н. 217
Оксидные защитные пленки
Снежко Н. Ю., Конев М. П., Кинстлер А. А., Патрушева Т. Н. 220
Особенности анодного травления арсенида галлия
Шведин А. Е., Кожурин А. Н., Юзова В. А. 223
Анализ возможности применения пористого оксида алюминия в качестве электродного материала микротопливных элементов
Алексеев Ю. А., Шелестов Д. И., Устинов В. И., Шелованова Г. Н. 226
Анализ преобразования частоты при произвольной вольтамперной характеристике смесителя
Андреев Д. Г., Дербин Е. А., Мушта А. И. 231
Основные принципы проектирования электрической схемы цифровой ячейки в программной среде CADENCE
Андреев Д. Г., Мушта А. И. 236
Электронно-лучевая модификация поверхности индия
Ашхотов О. Г., Крымшокалова Д. А., Ашхотова И. Б. 241
Исследование возможности применения нейросетевого метода для определения координат источника излучения по дифракционным картинам в стереофотограмметрической системе
Бахтина В. А., Коловский Ю. В., Шабуров А. И. 245
Исследование полного сумматора на КМОП-транзисторах в субмикронной технологии 350 нм
Жищенко С. А., Лапин Р. М., Зотов В. Е., Мушта А. И. 249
Пьезоэлектрический твердотельный волновой гироскоп
Маринушкин П. С., Левицкий А. А. 252

Конструирование и принцип действия оксидных солнечных ячеек
Рыженков А. В., Попов А. В., Маглинец Н. В., Патрушева Т. Н. 256
Стохастические модели характеристик надежности РЭС в математической связи с критерием потенциальной эффективности с учетом технологической устойчивости
Бакунова Е. В., Лазарева М. И., Фомич Л. М. 261
Разработка аппаратных средств для исследования характеристик инерциальных микромеханических датчиков
Гошев А. В., Мосягин А. Ю., Левицкий А. А. 263
Алгоритм разделения радиоэлектронных элементов на классы качества, для покрытий параметров технического задания
Лазарева М. И., Бакунова Е. В., Фомич Л. М. 268
Автоматизированный измеритель времени жизни неравновесных носителей заряда в кремнии бесконтактным СВЧ методом
Мартыновский В. Н., Владимиров В. М., Шепов В. Н. 270
Моделирование процесса нейросетевой калибровки матрицы фотоаппарата.
Бакуров М. В., Коловский Ю. В. 275
Сравнительная характеристика пакетов программ MEMS PRO и COVENTORWARE
Липунова А. А., Левицкий А. А. 278

Секция «КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»

Метод оценивания индуктивных параметров на основе аппроксимированных значений натурного эксперимента
Воробьев П. М., Рубанович М. Г., Абденов А. Ж. 284
Разработка элементов системы управления приводом несущих винтов беспилотного аппарата вертолетного типа
Глушков В. П., Левицкий А. А. 285
Основные принципы построения топологии ячеек в программе *CADENCE CUSTOM IC DESIGN TOOLS*
Зотов В. Е., Мушта А. И. 291
Методики компьютерного моделирования механических воздействий на печатные узлы электронных средств в пакете *COSMOSWORKS*
Пономарев В. С. 294
Автоматизированное формирование конструкторской документации по ЕСКД
Киселев В. И., Трегубов С. И. 297
Формирование баз данных электрорадиоэлементов для автоматизированного проектирования электронных средств
Арцыбасов А. А., Фень А. М., Трегубов С. И. 301
Разработка программы расчета коэффициента эксплуатации с учетом внешних воздействующих факторов
Гаршин А. А., Жаднов В. В. 304
Критерии выбора *CAD* пакетов для проектирования электронных средств
Учуватов М. С., Дектерев М. Л., Трегубов С. И. 307
Программная система дистанционного мониторинга пациентов (ПСДМП)
Левицкий В. А., Левицкий А. А., Панько С. П., Трегубов С. И. 311
Экономический аспект задачи обеспечения электромагнитной совместимости РЭС
Ромащенко М. А., Башкиров А. В. 313

Программа INDESYS-MB для построения моделей элементов СВЧ монолитных интегральных схем на основе многомерных полиномов
Абрамов А. О., Добуш И. М., Песков М. А., Самуилов А. А., Бабак Л. И. 315
Новый метод калибровки систем компьютерного стереозрения
Иванов Д. В., Бакуров М. В., Коловский Ю. В. 320
Моделирование способа обработки фотоизображений в системе компьютерного зрения
Иванова М. Ю., Иванов Д. В., Коловский Ю.В. 323
Автоматизирование процесса тестирования модели восьмибитного кодера Хемминга
Лапин Р. М., Жищенко С. А., Мушта А. И. 327
Разработка библиотек элементов в среде MICROWAVE OFFICE для отечественных технологий изготовления СВЧ МИС
Сальников А. С., Коколов А. А., Шеерман Ф. И. 330
Проектирование параметрических умножителей частоты на основе синтезированных нелинейных реактивных элементов по субмикронной технологии
Сумин А. М., Мушта А. И. 335
Умножение частоты без колебательных систем в базисе субмикронного технологического диапазона
Шеховцов Д. В., Мушта А. И. 339

Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ»

Использование NETWORK SIMULATOR2 для моделирования потоков в IP-сетях
Щербакова О. П., Гаипов К. Э. 344
Применение тензорного метода анализа для параметрической оптимизации телекоммуникационных сетей
Шаян М. А., Гаипов К. Э. 347
Оценка качества и скорости передачи данных в сетях сотовой подвижной связи
Репин А. Н., Курбаналиев Р. М., Ташлинский А. Г. 352
Дискретное многотональное кодирование в системах передачи данных на основе полимерного оптического волокна
Круглов Р. С., S. Loquai, J. Vinogradov, Суркова Г. А. 355
Исследование методов оптимизации структурной надежности систем и сетей связи
Иванова Н. А., Золотухин В. В. 360
Моделирование канала передачи OFDM сигналов
Горст А. К., Морозов Ю.В. 364

Секция «ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ И УСТРОЙСТВА НАНОЭЛЕКТРОНИКИ»

Взаимодействие света с тонкой пленкой двумерного резонансного фотонного кристалла
Рудакова Н. В., Ветров С. Я. 368
Электроуправляемый оптический переключатель на основе одномерного фотонного кристалла
Гергарт О. А., Гуняков В. А. 372
Численное моделирование магнитной микроструктуры наноточек
Соловьев П. Н., Изотов А. В. 374

Динамические свойства композитов на основе механически активированных ферритов Z-типа
Кочеткова О. А., Леухина А. Е., Бабинович А. Н., Доценко О. А. 379
Расчет эффективной магнитной проницаемости композиционных радиоматериалов на основе наноразмерных частиц
Коровин Е. Ю., Сусляев В. И. 382
Измерение проводимости и диэлектрической проницаемости пористого кремния импедансным методом
Рыбников М. К., Масленников А. Н., Подшивалов И. В., Дрокин Н. А. 386
Влияние влажности и освещенности на композитные пленки на основе фуллерита и оксида вольфрама
Дудник А. И., Фроленко Д. А. 390
Влияние влажности и температуры на ёмкость конденсатора с изоляционным слоем из оксида бора и оксида бора с фуллереном
Дудник А. И., Богданова А. В. 393
Структурные изменения в новом сегнетоэлектрике $K_3WO_3F_3$
Молокеев М. С., Мисюль С. В. 396
Исследование времени релаксации воды, омагниченной устройством МАУТ
Павлова А. А., Сусляев В. И. 401
Исследование свойств хаотических квантовых систем с помощью микроволновых резонаторов
Чесноков И. Ю., Коловский В. А 405
Коэффициент прохождения композиционных материалов на основе нанопорошков гексаферритов и углеродных нанотрубок на микроволнах
Соколов В. В., Кротов С. И., Доценко О. А. 408
Исследование возможностей построения датчиков инфракрасного излучения на основе МДМ-структур с пористым оксидом алюминия
Голощапов А. В., Чиков Д. А., Егоров Н. М. 412



СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

2010