Министерство образования и науки Российской Федерации Сибирский федеральный университет

# СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Сборник научных трудов

Электронное издание

Научный редактор В. Н. Бондаренко

Красноярск СФУ 2016 УДК 621.37/.39(066) ББК 32я43 С568

#### Редакционная коллегия:

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

Ответственный за выпуск: Левицкий Алексей Александрович

С568 Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. [Электронный ресурс] / науч. ред. В. Н. Бондаренко ; отв. за вып. А. А. Левицкий. – Электрон. дан. (31 Мб). – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2016. – 1 электрон. опт. диск. – Систем. требования : РС не ниже класса Pentium I ; 128 Mb Ram ; Windows 98/ХР/7 ; Adobe Reader v 8.0 и выше. – Загл. с экрана.

ISBN 978-5-7638-3519-9

Представлены научные труды участников ежегодной Всероссийской научно-технической конференции молодых ученых и студентов, посвященной 121-й годовщине Дня радио, состоявшейся в г. Красноярске 5–6 мая 2016 г.

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

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

УДК 621.37/.39(066) ББК 32я43

© Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ, 2016

© Сибирский федеральный университет, 2016

ISBN 978-5-7638-3519-9

Электронное научное издание

Корректура Л. Ф. Калашник, И. Н. Байкиной Компьютерная верстка Т. М. Бовкун

Подписано в свет 11.07.2016. Объем: 31 Мб. Заказ 2170 Тиражируется на машиночитаемых носителях

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

# АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ СИСТЕМЫ ИФАПЧ ПРОИЗВОЛЬНОГО ПОРЯДКА

Г. С. Васильев, И. А. Курилов, Д. И. Суржик, С. М. Харчук

Владимирский государственный университет 600000, г. Владимир, ул. Горького, 87 E-mail: vasilievgleb@yandex.ru

На основе спектрального метода и кусочно-линейной аппроксимации проведено исследование динамических процессов системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ) в обобщенной форме. С использованием предложенного метода выполнен расчет переходных процессов системы ИФАПЧ с фильтром нижних частот 1, 2 и 3-го порядков при скачкообразном входном воздействии. Полученные выражения позволяют выполнить анализ динамических процессов различных импульсных систем автоматического управления с непрерывной частью произвольного порядка и произвольной нелинейностью при любой форме и величине входного воздействия.

Достоинством дискретных систем является: возможность управления с высокой точностью; разделение во времени информационных сигналов при многоканальной передаче; возможность получения высокой точности и помехозащищенности за счет цифрового представления непрерывных сигналов; построение сложных законов управления при использовании цифровых вычислительных машин в контуре управления. Важным преимуществом импульсных систем по сравнению с непрерывными применительно к устройствам синтеза частот и сигналов является возможность уменьшения шумового вклада в синтезируемом колебании, вызванного внешними воздействиями, в разомкнутом состоянии.

Структурная схема системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ) [1] представлена на рис. 1. В состав схемы входит генератор опорной частоты (ГОЧ), выходная частота которого делится в первом делителе с переменным коэффициентом деления (ДПКД), выходная частота которого подается на импульснофазовый детектор (ИФД) системы ИФАПЧ для сравнения. Выходной сигнал детектора представляет собой функцию мгновенной разности фаз сигналов, поступающих с ДПКД1 и генератора, управляемого напряжением (ГУН), после прохождения делителя частоты ДПКД2. Фильтр нижних частот (ФНЧ) в цепи регулирования предназначен для коррекции передаточной функции замкнутой системы и выделения постоянной составляющей – сигнала ошибки ИФД, являющегося модулирующим сигналом для подстройки выходной частоты ГУН.



Рис. 1. Структурная схема системы ИФАПЧ

Рис. 2. Функциональная модель ИФАПЧ для анализа переходных процессов

Благодаря своим достоинствам система ИФАПЧ находит широкое применение, в частности, в синтезаторах частот косвенного синтеза, формирователях сигналов на основе цифровых вычислительных синтезаторов (ЦВС) в качестве входного умножителя опорной частоты ЦВС, а также гибридных синтезаторах.

Анализ динамических характеристик (ДХ) ИФАПЧ требует сшивания частных решений, полученных для замкнутых и разомкнутых состояний системы. В работе [2] показан принцип сшивания двух решений при однократном размыкании ключа, связанный с громоздкими преобразованиями, на примере ИФАПЧ 2-го порядка. Применение данного подхода при многократной коммутации ключа (замыкании или размыкании), становится затруднительным. Высокий порядок системы, а также наличие в системе нескольких существенно нелинейных звеньев (например, ИФД, ГУН или нелинейной петли обратной связи) еще более усложняет исследование.

Предлагается выполнять анализ ДХ ИФАПЧ с применением ранее предложенного авторами в работе [3] комбинации спектрального метода и аппроксимации выходного спектра каждого частного решения ДХ кусочно-линейными функциями. Это позволит получить обобщенные выражения переходных процессов для любого порядка исследуемой импульсной системы и большого числа моментов замыкания ключа.

Функциональная модель ИФАПЧ для анализа переходных процессов [2] показана на рис. 2. На рисунке обозначено x(t) и y(t) – воздействие и отклик системы, T и  $\tau$  – период коммутации ключа и длительность импульса замыкания, M(p) – коэффициент передачи непрерывной части.

Для получения аналитических выражений ДХ ИФАПЧ y(t) определим частные решения дифференциального уравнения системы  $y_k(t)$ , каждое из которых соответствует неизменному состоянию ключа (замкнутому или разомкнутому). Здесь k = 0...K-1 – номер текущего частного решения и текущего интервала коммутации ключа, K – число частных решений и удвоенное число импульсов замыкания. Полагаем, что начальное состояние системы при t < 0 является разомкнутым, тогда моменты замыкания соответствуют четным значениям k, моменты размыкания – нечетным значениям k:

$$\widetilde{t}_{2k} = kT, \qquad \widetilde{t}_{2k+1} = kT + \tau.$$
(1)

Для текущего временного отрезка  $\tilde{t}_k \leq t \leq \tilde{t}_{k+1}$  частное решение дифференциального уравнения ИФАПЧ имеет вид

$$y_k(t) = \hat{x}_k(t)H_k(p), \qquad (2)$$

где  $\hat{x}_k(t) = x(t - \tilde{t}_k)q_k$  – воздействие на систему с учетом эффектов коммутации;  $\tilde{t}_k$  – моменты коммутации, заданные выражением (1);  $q_k$  – параметр состояния ключа  $(q_{2k} = 1 - \kappa \pi \omega + 3 \alpha \kappa m \omega)$ ;  $H_k(p)$  – передаточные функции для системы при текущем состоянии ключа:

$$H_{2k}(p) = H_{3}(p) = \frac{M(p)}{1 + M(p)}, \qquad H_{2k+1}(p) = H_{pas}(p) = M(p), \tag{3}$$

*М*(*p*) – коэффициент передачи непрерывной части ИФАПЧ.

Для аналитического расчета *y*(*t*) по формуле (2) совместно с (3) представим коэффициент передачи непрерывной части дробно-рациональной функцией

$$M(p) = \sum_{i=0}^{I} \alpha_{i} p^{i} / \sum_{i=0}^{I} \beta_{i} p^{i} , \qquad (4)$$

где *I* – порядок фильтра;  $\alpha_i$ ,  $\beta_i$  – коэффициенты фильтра.

Подставив (4) в (3) и также представив полученное выражение отношением двух полиномов, запишем  $H_k(p)$  в виде

$$H_{k}(p) = \sum_{i=0}^{I} \mu_{ik} p^{i} / \sum_{i=0}^{I} \nu_{ik} p^{i} , \qquad (5)$$

где  $\mu_{ik} = \alpha_i; \ \mu_{i,2k} = \alpha_i + \beta_i; \ \mu_{i,2k+1} = \alpha_i.$ 

Подставим (5) в уравнение (2) и произведем замену в полученном выражении оператора Лапласа p на дифференциал d/dt:

$$\sum_{i=0}^{I} v_{ik} \frac{d^{i} y_{k}(t)}{dt^{i}} = \sum_{i=0}^{I} \mu_{ik} \frac{d^{i} \hat{x}_{k}(t)}{dt^{i}}.$$
(6)

Составим операторное уравнение для (6) с учетом начальных условий:

$$y_{k}(t) \leftarrow Y_{k}(p), \ y'_{k}(t) \leftarrow pY_{k}(p) - y_{k}(0), \ y''_{k}(t) \leftarrow p^{2}Y_{k}(p) - pY_{k}(0) - y'_{k}(0),$$
  
$$y^{i'}_{k}(t) \leftarrow p^{i}Y_{k}(p) - p^{i-1}y_{k}(0) - p^{i-2}y'_{k}(0) - y_{k}^{i-1}(0) = p^{i}Y_{k}(p) - \sum_{j=1}^{i}y_{k}^{(j-1)}(0)p^{i-j}.$$
(7)

Изображение воздействия  $\hat{x}_k(t)$  и его производных  $\hat{x}^{i'_k}(t)$  представим аналогично (7). Начальные значения всех высших производных воздействия и отклика примем равными нулю:  $y^{(i)}_k(0) = 0$ ,  $\hat{x}^{(i)}_k(0) = 0$ , i > 1. Допущение позволит упростить полученные выражения и не внесет значительной погрешности при расчете ДХ.

С учетом (7) выражение (6) примет вид

$$Y_{k}(p) = \left\{ \hat{X}_{k}(p) \sum_{i=0}^{I} \mu_{ik} p^{i} - C^{(x)}{}_{k}(p) + C^{(y)}{}_{k}(p) \right\} / \sum_{i=0}^{I} v_{ik} p^{i}, \qquad (8)$$

ГДЕ 
$$C^{(x)}{}_{k}(p) = x_{k}(0)\sum_{i=0}^{I}\mu_{ik}p^{i} + x_{k}'(0)\sum_{i=0}^{I}\mu_{ik}p^{i}$$
;  $C^{(y)}{}_{k}(p) = y_{k}(0)\sum_{i=0}^{I}v_{ik}p^{i} + y_{k}'(0)\sum_{i=0}^{I}v_{ik}p^{i}$  — по-

линомы начальных условий воздействия и отклика.

Начальные условия в начале переходного процесса (k = 0) примем равными нулю:

$$\hat{x}_{k}(0) = \hat{x}^{i'_{k}}(0) = y_{k}(0) = y_{k}'(0), \qquad (9)$$

что для системы второго и более высоких порядков ( $I \ge 2$ ) соответствует нулевым начальным значениям напряжений на реактивных элементах петлевого фильтра.

Также нулевыми являются начальные значения воздействия и его производной, когда ключ замкнут:  $\hat{x}_{2k}(0) = \hat{x}'_{2k}(0) = 0$ .

Для каждого последующего интервала (k = 1...K-1) значения соответствующих параметров (воздействия, отклика или их производных) в моменты коммутации ключа совпадают:

$$\hat{x}_{2k+1}(0) = \hat{x}_{2k}(t_{2k}), \quad \hat{x}'_{2k+1}(0) = \hat{x}'_{2k}(t_{2k}), \quad y_{k+1}(0) = y_k(t_k), \quad y'_{k+1}(0) = y'_k(t_k), \quad (10)$$

где  $t_k$  – длительность текущего интервала:  $t_{2k} = \tau$ ,  $t_{2k+1} = T - \tau$ . При постоянном воздействии и значениях  $t_k$ , много больших, чем постоянные времени непрерывной части ИФАПЧ, коммутация ключа происходит в моменты времени, когда система находится в установившемся режиме. Как следует из свойств преобразования Лапласа, в таком случае начальные условия можно определить по формулам

$$y_{k+1}(0) = y_k^{(ycm)} = \lim_{p \to 0} pY_k(p), \qquad y'_{k+1}(0) = y'_k^{(ycm)} = 0.$$
(11)

Общее решение динамической характеристики ИФАПЧ y(t) получаем суммированием всех K частных решений  $y_k(t)$  с учетом их временного сдвига  $\tilde{t}_k$ .

$$y(t) = \sum_{k=0}^{K-1} y_k \left( t - \widetilde{t}_k \right) Q_k \left( t - \widetilde{t}_k \right), \qquad (12)$$

где  $Q_k(t) = 0.5[sign(t) - sign(t - t_k)] - функция включения текущего частного решения, равная 1 в интервале аргумента [0; <math>t_k$ ] и равная 0 при прочих значениях аргумента.

Каждое частное решение является оригиналом операторной функции (8). Поиск оригинала по его изображению связан с громоздкими преобразованиями при высоком порядке системы и (или) сложной форме входного воздействия.

Применяя обратное преобразование Фурье к выходному спектру частного решения, получим

$$y_k(t) = \frac{2}{\pi} \int_{0+}^{\infty} S_R^{(k)}(\omega) \cos(\omega t) d\omega + \frac{1}{\pi} \int_{0-}^{0+} S_R^{(k)}(\omega) \cos(\omega t) d\omega, \qquad (13)$$

где  $S_R^{(k)}(\omega)$  – вещественная составляющая спектра отклика системы. Спектр воздействия и его вещественную часть для подстановки в (13) получаем из его операторного выражения (8) посредством замены оператора Лапласа *р* комплексной частотой  $p \rightarrow \sigma + j\omega$ , где  $\sigma$  – абсцисса сходимости,  $\sigma = 0$  для устойчивых частных решений и  $\sigma > 0$  для неустойчивых.

Использование кусочно-линейной аппроксимации вещественного спектра [3–6] позволяет избежать громоздких интегральных преобразований и определить частные решения соотношением

$$y_{k}(t) = \hat{x}_{k}(t) \cdot H_{k}(0) + \frac{2}{\pi} \sum_{i=0}^{N-1} a_{0i}^{(k)} \omega_{i} \frac{\sin \omega_{i}^{*} t}{\omega_{i}^{*} t} \frac{\sin \Delta_{i}^{*} t}{\Delta_{i}^{*} t}, \qquad (14)$$

где  $\omega_i^* = \omega_i + \Delta_i/2$  – центральная частота текущего отрезка аппроксимации;  $H_k(0)$  – коэффициент передачи системы при  $\omega = 0$ ,  $a_{0i}^{(k)} = S_R^{(k)}(\omega_i) - S_R^{(k)}(\omega_{i+1})$  – коэффициент аппроксимации.

Данный подход позволяет в общем виде исследовать переходные процессы синтезаторов частот на основе линейной и нелинейной ИФАПЧ при различных типах и порядках фильтра, любых детерминированных воздействиях и большом числе импульсов замыкания системы *K*/2.

Выполним расчет ДХ ИФАПЧ с фильтром нижних частот (ФНЧ) 1, 2 и 3-го порядков и передаточными функциями непрерывной части системы (4).

$$M_{1}(p) = \frac{K_{0}}{1+T_{1}p}, \ M_{2}(p) = K_{0} \frac{1+T_{1}p}{p(1+T_{2}p)}, \ M_{3}(p) = K_{0} \frac{1+T_{1}p}{p(1+T_{2}p+T_{3}p^{2})},$$
(15)

где  $K_0$  – коэффициент усиления разомкнутой петли ИФАПЧ;  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  – постоянные интегрирования ФНЧ.

ппетрирования ФП I. Примем  $K_0=2$ ,  $T_1=1$  мс,  $T_2=0,3$  мс,  $T_3=0,09$  мс, входное воздействие – скачкообразное единичной амплитуды:  $x(t) = \mathbf{1}(t) = \begin{cases} 1, t \ge 0 \\ 0, t < 0, \end{cases}$  его изображение X(p) = 1/p. Параметры аппроксимации выходного спектра в (14) выберем равными N = 100,  $\omega_0 = 0,01c^{-1}$ ,  $\omega_{N-1} = 1000c^{-1}$ ,  $\sigma = 0$ , период следования импульсов замыкания ключа T = 20 мс, длительность импульсов  $\tau = 13$  мс.

На рис. 3 изображены рассчитанные переходные характеристики ИФАПЧ с ФНЧ 1-го (ФНЧ<sub>1</sub>), 2-го и 3-го порядков (ФНЧ<sub>2</sub> и ФНЧ<sub>3</sub>) и передаточными функциями (15). На рисунке показаны 3 частных решения уравнения ИФАПЧ  $y_k(t-\tilde{t}_k)$  с номерами k=0, 1,2. Переходной процесс системы с ФНЧ<sub>1</sub> и ФНЧ<sub>2</sub> является апериодическим, с ФНЧ<sub>3</sub> – колебательным. С ростом порядка фильтра длительность процесса установления разомкнутой системы (частное решение  $y_1(t)$  на рис. 5) уменьшается, для замкнутой системы (частные решения  $y_0(t)$  и  $y_2(t)$ ) длительность процесса увеличивается, при этом его характер существенно зависит от начальных условий.

Условия  $(T, \tau, T - \tau) >> \max(T_1, T_2, T_3)$  выполняются, поэтому моменты коммутации следуют после окончания переходных процессов. Установившиеся значения частных решений переходного процесса для любого порядка ФНЧ равны  $y_{2k}^{(ycm)} = 1$ ,  $y_{2k+1}^{(ycm)} = -1$  и совпадают с рассчитанными по (11) для каждого фильтра.



Рис. 3. Переходные характеристики ИФАПЧ с ФНЧ 1, 2 и 3-го порядков

По выражениям (8)–(12) подстановкой параметров ИФАПЧ может быть получено также и аналитическое выражение ДХ для исследования динамических процессов конкретной линейной или нелинейной системы.

Применение предложенного подхода на основе спектрального метода и кусочнолинейной аппроксимации (выражения (13), (14)) позволяет выполнить расчет переходных процессов ИФАПЧ произвольного порядка при любых детерминированных воздействиях и большом числе коммутирующих импульсов. Полученные выражения ДХ могут быть также использованы при анализе переходных режимов конкретных формирователей сигналов, использующих в своем составе системы ИФАПЧ (синтезаторов косвенного цифрового синтеза, прямого цифрового синтеза, гибридных) и различных импульсных систем автоматического управления, коэффициент передачи которых может быть точно или приближенно представлен дробно-рациональной функцией. Изменение параметров устройства учитывается простым изменением коэффициентов в общих выражениях динамических характеристик.

#### Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 15-08-05542.

#### Список литературы

1. Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К. Синтезаторы частоты с системой импульснофазовой автоподстройки. М.: Радио и связь, 1989. 232 с.

2. Синтезаторы частот: учеб. пособие / Б.И. Шахтарин [и др.]. М.: Горячая линия – Телеком, 2007. 128 с.

3. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Анализ динамических характеристик преобразователей сигналов на основе непрерывных кусочно-линейных функций // Научно-технический вестник Поволжья. № 1. 2010. С. 100–104.

4. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Моделирование динамических процессов преобразователя сигналов с нелинейным детектором и произвольным фильтром // Проектирование и технология электронных средств. Владимир, 2010. С. 81–85.

5. Analysis of dynamic characteristics of the nonlinear amplitude-phase converter at complex input influence / G.S. Vasilyev, I.A. Kurilov, S.M. Kharchuk, D.I. Surzhik // 2013 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2013 - Proceedings. 2013. IEEE Catalog Number: CFP13794-CDR. SCOPUS, IEEEXplore, ISBN: 978-1-4799-1062-5/13/\$31.00 ©2013 IEEE.

6. Методы анализа радиоустройств на основе функциональной аппроксимации / И.А. Курилов, В.В. Ромашов, Е.А. Жиганова [и др.] // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2014. № 1 (13). С. 35–49.

# ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДВУХПОЗИЦИОННОЙ ЭПР ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ОДНОПОЗИЦИОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ НА ОСНОВЕ ТЕОРЕМЫ ЭКВИВАЛЕНТНОСТИ КЕЛЛА

О. Н. Иванова, А. В. Лысов, А. В. Пепеляев, В. Н. Татаринов (научный руководитель)

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

Доклад посвящен изложению некоторых экспериментальных результатов по определению двухпозиционной ЭПР по результатам однопозиционных измерений на основе теоремы эквивалентности Келла. Эксперименты проведены с использованием сложных радиолокационных объектов (РЛО), включающих значительное число центров вторичного рассеяния, а также протяженные рассеиватели. При исследованиях использовался экспериментальный образец малогабаритного бортового радара с повышенной информационной способностью.

#### 1. Введение

Результаты зарубежных экспериментальных исследований ЭПР при двухпозиционном (ДП) рассеянии волн с использованием однопозиционной (ОП) РЛС [1, 2] подтвердили справедливость теоремы эквивалентности Келла. В этой связи необходимо отметить отечественную обзорную статью [3], посвященную обобщению и анализу экспериментальных данных в этой области и являющуюся практически единственной работой на рассматриваемую тему в российской научно-технической литературе (исключая работу [4], в которой получено упрощенное доказательство теоремы Келла с использованием методов физической оптики). Однако необходимо указать, что все упомянутые экспериментальные исследлвания были посвящены сравнению теоретических расчетов ЭПР простых объектов (конус, пластина, цилиндр) с результатами измерений, проведенных в безэховых камерах.

В отличие от указанных работ результаты, часть которых приводится в настоящем докладе, были получены в естественных условиях при исследовании обратного рассеяния РЛ-сигналов реальными искусственными объектами сложной формы в естественных условиях при использовании экспериментального образца малогабаритного бортового радара с повышенной информационной способностью, предназначенного для размещения на авиационных и космических платформах.

# 2. Экспериментальные исследования двухпозиционного рассеяния волн сложными РЛО, включающими протяженный рассеивающий элемент, с использованием однопозиционной РЛС

В процессе экспериментальных исследований в качестве объектов использовались гусеничный и колесный многоосный вездеходы, имевшие металлические корпуса сложной формы. Размеры гусеничного вездехода составляли  $5,5 \times 2,4 \times 1,8$  м, а колесного вездехода —  $5,5 \times 2,4 \times 2,5$  м. С точки зрения процесса рассеяния оба эти объекта можно рассматривать как совокупность жестко связанных простых рассеивающих центров (колесные диски, катки гусениц, элементы конструкций кузовов и т. п.) с включением протяженных дифракционных элементов (металлические борта, нос, корма).

Подстилающая поверхность в районе расположения объектов представляла собой поле, покрытое снегом (зима), либо поле без снега (весна). Использовались также участки поверхности, заросшие кустарником (лето). Дистанция между РЛС и объектами составляла от 1,5 км до 5 км. В настоящей работе использованы данные, полученные

при зондировании РЛО, расположенных на поле, покрытом снегом, что позволило уменьшить уровень сигнала, рассеянного подстилающей поверхностью. В ходе эксперимента объект вращался вокруг вертикальной оси с угловой скоростью ≈18 град./с (время полного оборота – 20 с). При частоте повторения импульсов 100 Гц за полный оборот регистрировалось 2 000 значений по каждому из измеряемых параметров (время измерения 1 мкс – длительность импульса). Измеряемыми величинами в эксперименте являлись полная ЭПР объекта, представляющая собой сумму мощностей на двух ортогональных поляризациях приема, и коэффициент эллиптичности эллипса поляризации рассеянной волны  $K(\alpha)$ . Вопросы, связанные с поляризацией рассеянного сигнала при двухпозиционной радиолокации, в данном докладе не рассматриваются. Используемая РЛС представляла собой двухчастотную систему с одновременным излучением и приемом сигналов на частотах 9 345 МГц и 9 360 МГц. Поскольку [1, 4] двухпозиционная ЭПР сложного РЛО для ДП угла β равна однопозиционной ЭПР, измеренной вдоль биссектрисы угла  $\beta$  на частоте, которая уменьшена в  $\cos(0,5\beta)$  раз, то величина половины угла ДП рассеяния для указанных частот определяется как:  $9345 / \cos 0.5\beta = 9360$ ,  $\cos 0.5\beta = 0.998397436$ ,  $0.5\beta = \arccos(0.998397436) = 3.24^{\circ}$ . Таким образом, при облучении сложного РЛО на частоте 9 360 по направлению, отвечающему биссектрисе угла двухпозиционного рассеяния, мы получаем при изменении позиционного угла  $\theta$  ОП индикатрису рассеяния сложного РЛО, а на частоте 9 345 МГц в это же время мы имеем индикатрису рассеяния данного РЛО для значения угла ДП рассеяния  $6,48^\circ$ .

Здесь необходимо отметить, что Р. Келл в своей работе [1] предлагает следующее правило применения принципа эквивалентности ОП и ДП рассеяния для определения двухпозиционной ЭПР. Вначале снимается зависимость ОП ЭПР от позиционного угла  $\theta$  на частоте, большей в  $1/\cos(0,5\beta)$  раз той частоты, для которой необходимо получить данные о ДП ЭПР. Для получения данных о ДП ЭПР полученную экспериментально зависимость следует перенести вдоль оси  $\theta$  на половину требуемого ДП угла и снять новую зависимость ЭПР от позиционного угла  $\theta$  на частоте, уменьшенной в  $\cos(0,5\beta)$  раз.

Однако в нашем случае правило Келла упрощается: с использованием упомянутой выше РЛС одновременно снимаются зависимости ЭПР от позиционного угла  $\theta$  на частотах 9 345 МГц и 9 360 МГц. Далее, угловая зависимость ЭПР, измеренная на частоте 9 345 МГц, переносится вдоль оси  $\theta$  относительно угловой зависимости ЭПР, измеренной на частоте 9 360 МГц, на величину  $0.5\beta = 3.24^{\circ}$ , что составляет 18 отсчетов измерений, т. к. угловая протяженность расстояния между импульсами (отсчетами) есть  $360^{\circ}/2000 = 0.18^{\circ}$ , что и дает величину смещения  $3.24^{\circ}/0.18^{\circ} = 18$  отсчетов.

Количество отсчетов измеряемых величин для углового интервала  $45^{\circ}$  в нашем случае составит 250 значений, для интервала  $90^{\circ} - 500$  значений, и для интервала  $180^{\circ} - 1000$  значений. Учитывая возможную неравномерность угловой скорости вращения, данные оценки могут несколько не совпадать.

На рис. 1 изображена угловая зависимость ЭПР, измеренная поимпульсно на частоте 9 360 МГц. Объект измерений многоосный колесный вездеход, дистанция – 1,7 км. На рисунке четко видны области угловой зависимости от характера рассеивателей: по направлениям вдоль поперечной оси объекта (борт – отсчеты в области 950-го значения, второй борт – отсчеты в области 50–150 значений), по направлениям вдоль про-

дольной оси объекта (корма – отсчеты в области 1 450-го значения, нос – отсчеты в области 400–450-го значений).



Теперь, следуя вышеизложенному правилу построения зависимости двухпозиционной ЭПР сложного объекта от ракурсного угла, из однопозиционных измерений (эти измерения проведены одновременно на частотах 9 345 МГц и 9 360 МГц) переносим угловую зависимость ЭПР, измеренную на частоте 9 345 МГц, вдоль оси  $\theta$  относительно угловой зависимости ЭПР, измеренной на частоте 9360 МГц, на величину  $0,5\beta = 3,24^{\circ}$ , что составляет 18 отсчетов измерений. Совместная поимпульсная угловая зависимость однопозиционной (жирная линия) и двухпозиционной (светлая линия) ЭПР приведена на рис. 2.



Для рассмотрения тонкой структуры угловых зависимостей ОП и ДП ЭПР на рис. 3 приведены эти зависимости для углового интервала  $\pm 13,5^0$  от 955-го отсчета (значение максимума ЭПР на частоте 9 360 МГц) зависимости, изображенной на рис. 1. Нетрудно видеть, что диаграммы ОП и ДП ЭПР на рис 3 представляют собой пример спекла при рассеянии ЭМВ на сложном объекте, включающим как простые центры рассеяния, так и протяженные элементы. Измерения ОП и ДП колесного вездехода на

других дистанциях привели к повторяющимся результатам (за исключением изменения мощности обратного рассеяния) Не повторяя практически не изменяемые в среднем результаты, приведем только следующие два рисунка: На рис. 4 изображены одновременно диаграммы однопозиционной (жирная линия) и двухпозиционной (светлая линия) ЭПР колесного вездехода для дальности 4,75 км, измеренные поимпульсно. Измерения приведены для интервала  $\pm 49,5^{\circ}$  относительно отсчета 1 190 из 2 000 отсчетов полной диаграммы рассеяния.







Угловая протяженность диаграмм измеренных ЭПР на данных рисунках составляет 99 град., как это было пояснено выше. Измерения приведены для интервала ±49,5<sup>0</sup> относительно отсчета 1 225 из 2 000 отсчетов полной диаграммы рассеяния.

На рис. 7 изображены одновременно диаграммы однопозиционной (жирная линия) и двухпозиционной (светлая линия) ЭПР гусеничного вездехода для дальности 3,5 км, измеренные поимпульсно в угловом интервале 36 град. с центром в отсчете 1201.



## 3. Заключение

В заключение необходимо отметить, что результаты экспериментальных исследований обладают высокой повторяемостью и приводят к выводу о существующей возможности повышения информационной способности малогабаритных бортовых радаров для авиационно-космических платформ с целью обеспечения классификации и идентификации сложных радарных объектов.

#### Список литературы

1. On the Derivation of Bistatic RCS from Monostatic measurements. Kell R. // Proceedings of the IEEE, 1965. V. 53. № 8. P. 983–988.

2. Some Results in the Bistatic Radar Cross Sections of Complex Objects. Glaser J. // Proceedings of the IEEE, 1989. V. 77. № 5. P. 639–648.

3. Теоремы эквивалентности в бистатической радиолокации / В.Н. Костылев, В.М. Петров, О.В. Полозова [и др.] // Вестник ВГУ. Сер. Физика. Математика. 2005. № 2. С. 11–23.

4. Теорема Келла в радиолокации / В.Н. Татаринов, А.И. Козлов, С.В. Татаринов, А.В. Пепеляев // Научный вестник МГТУ ГА. Сер. Радиофизика и радиотехника. ISSN 2079-0619. Вып. 210. 2014. С. 7–17.

# РАДИОСИСТЕМЫ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛОВ ОРТОГОНАЛЬНЫХ АНТЕНН В ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМАХ ОТСЛЕЖИВАНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ

## В. А. Кобзарь

Иркутский филиал Московского государственного технического университета гражданской авиации 664047, Россия, Иркутск, ул. Коммунаров, д. 3А E-mail: kobvlad@mail.ru

Приведено обоснование актуальности создания электронных систем поиска воздушных судов, способных функционировать на больших дальностях; рассматриваются возможности и ограничения информационного канала декаметрового диапазона для электронных систем отслеживания местоположения воздушных судов и роль поляризационных замираний в ухудшении его качества; показана возможность технической реализации декаметровых систем с поляризационной обработкой сигналов ортогональных антенн.

#### Введение

Россия обладает огромными территориями, через которые проходят трансконтинентальные из Европы в Юго-Восточную Азию и кроссполярные из Канады и Северной Америки в Азию, Индию, Китай [1] маршруты полетов воздушных судов (ВС). Особой экономической эффективностью обладает эксплуатация кроссполярных трасс. По ним проходит в общей сложности 45 тыс. полетов в год. Так, на маршруте из Гонконга в Чикаго через Красноярск (по сравнению с маршрутом через Москву) сокращение времени составляет почти 3 ч и расходуется на 35 т меньше топлива. Однако выполнение полетов через Арктику имеет свою специфику. Перелеты через Северный полюс отличаются от обычных отсутствием пунктов ОрВД, возможными ошибками систем спутниковой навигации, высоким уровнем радиации и перерывами радиосвязи.

Если проанализировать международные воздушные трассы регулярных рейсов гражданской авиации, то очевидно, что до 2/3 трассы дальнемагистральных воздушных судов проходит над территориями, слабо оснащенными наземными системами и средствами организации воздушного движения (океаны, полярные районы и т. п.). Это существенно усложняет задачу поиска и своевременного оказания помощи пострадавшим в авиационной катастрофе экипажу и пассажирам.

# 1. Актуальность создания электронных систем поиска воздушных судов, способных функционировать на больших дальностях

Анализ статистики США показывает, что из 4 000 ежегодных аварийных ситуаций при полетах воздушных судов более половины требуют организации поиска потерпевших бедствие, оказания им своевременной помощи, особенно – медицинской, а также проведения срочных эвакуационных мероприятий. В России условия проведения поисково-спасательных работ осуществлять значительно труднее. При поисковоспасательном обеспечении полетов российской авиации в последние годы приходилось часто разворачивать полномасштабные работы в чрезвычайных ситуациях, связанных с авариями и катастрофами гражданских и военных самолетов и вертолетов. Всего же за последние 25 лет в мире произошло более 40 крупных авиакатастроф, в каждой из которых погибало одновременно по 100 и более человек из состава экипажа, пассажиров и пострадавших на земле от падения воздушного судна и его обломков. При поиске пропавших самолетов и вертолетов вероятность нахождения еще живыми потерпевших бедствие уменьшается с каждым часом. Исследования показывают, что до 60 % всех пострадавших в авиационном происшествии могут получить ранения различной степени тяжести, при этом после первых суток пребывания их в аварийной ситуации только 20–25 % из всех раненых еще остаются живыми, если им не было оказано первой медицинской и доврачебной помощи. Вероятность обнаружить живыми тех, кто получил травмы, через трое суток без оказания им адекватной помощи извне вообще крайне мала.

Реальные результаты поиска ВС потерпевших катастрофу над океанскими трассами можно продемонстрировать на примере рейса авиакомпании Malaysia Airlines, выполнявшего 8 марта 2014 года полет самолётом Boeing 777-200ER по маршруту из Куала-Лумпура (Малайзия) в Пекин (КНР) [2]. Анализ полномасштабной поисковоспасательной операции показал, что она выполнялась при участии 26 стран. Поиски самолёта велись на территории площадью 7,7 млн км<sup>2</sup>, что сопоставимо с площадью Австралии. Только первоначальные затраты на поиск самолета составили около 100 млн долл. Поиски 12 членов экипажа и 227 пассажиров в течение полутора лет так и не принесли желаемых результатов. Несмотря на то, что основная официальная версия следствия о причинах происшествия – угон самолёта неизвестными лицами (преднамеренное отключение систем связи и смена курса в неустановленном направлении), найденный фрагмент крыла опровергает эту версию. Естественный вывод, что наземные системы отслеживания ВС далеки от совершенства. Для своевременного оказания помощи пострадавшим в авиационной катастрофе экипажу и пассажирам в местах, слабо оснащенных наземными системами и средствами организации воздушного движения (над океанами, полярными районами и т.п.), необходимо решить актуальную задачу - создание нового поколения системы отслеживания гражданских самолётов наземными службами. Поэтому актуальной является задача создания системы отслеживания ВС наземными службами, функционирующими на больших дальностях.

# 2. Источники информации для систем отслеживания воздушных судов

В настоящее время основным источником информации для систем отслеживания гражданских самолётов являются вторичные радиолокаторы. Первичные радарные системы в настоящее время используются в качестве средств поддержки и резервных систем [3].

По мере удаления самолета на расстояние более 240 км в сторону моря радарное обнаружение перестает действовать и экипаж самолета поддерживает связь с авиадиспетчерами по радио в высокочастотном диапазоне. Система ACARS является радиопротоколом, который позволяет бортовым компьютерам передавать телеметрическую информацию о работе самолетных систем наземным компьютерам. Эти данные передаются по радио или по цифровым каналам связи со спутников и могут включать массу параметров.

Современные самолеты оснащены системой глобального спутникового позиционирования (GPS), однако ее данные предназначены для облегчения ориентации пилотов по карте и обычно не передаются авиадиспетчерам. Некоторые из самых современных самолетов способны передавать данные GPS на спутниковые системы слежения, однако такие системы должны справляться с огромными объемами данных и являются дорогостоящими. В течение предстоящих десяти лет службы слежения и управления полетами по всему миру должны перейти на новый стандарт ADS-B (Automatic Dependent Surveillance-Broadcast) – систему радиовещательного зависимого наблюдения, которая использует данные спутниковой навигации для определения положения самолета и передает их наземным службам и другим самолетам. Однако, как и в случае вторичного радарного слежения, покрытие таких систем не распространяется на океаны и моря. Кроме того, известно, что спутниковые системы – достаточно дорогостоящие устройства и подвержены сбоям в работе при солнечных вспышках и сложной геомагнитной обстановке. Поэтому целесообразно для отслеживания местоположения дальнемагистральных ВС задействовать информационные возможности декаметрового диапазона волн.

Анализ возможностей радиостанции ДКМВ-диапазона для передачи навигационных параметров воздушного судна показал, что на современных магистральных самолетах установлено 2 комплекта радиостанций дальней связи. Они применяются в качестве дублирующей системы связи в случае невозможности организовать информационный обмен по радиостанциям метрового диапазона волн. Как правило, в полете задействован лишь один комплект радиостанции ДКМВ-диапазона. Поэтому на дальнемагистральных самолетах имеется возможность систематической передачи навигационных параметров воздушного судна наземным службам по каналам ДКМВ-диапазона.

# 3. Поляризационная фильтрация магнитоионных компонент ионосферного сигнала

Существенно снижают качество функционирования ДКМВ-линий связи замирания сигналов, обусловленные влиянием неоднородной и нестационарной структуры ионосферы и магнитного поля Земли. Это приводит к известным ионосферным эффектам: отражение ЭМВ от различных ионосферных слоев, рефракция на ионосферных неоднородностях, магнитоионное расщепление, рассеяние на неоднородностях [4]. Электромагнитные волны ДКМВ-диапазона, излучаемые антенной, могут достигать места приема по одному или нескольким путям (лучам) различной длины.

Из-за многолучевого распространения в месте приема может возникнуть интерференция волн вплоть до полного подавления принимаемого сигнала (замирания сигналов). Основными причинами их возникновения являются: интерференция нескольких мод ионосферного сигнала, отраженных от различных слоев ионосферы и пришедших по различным траекториям (интерференционные замирания); интерференция магнитоионных компонент (МИК) ионосферной волны (поляризационные замирания) [5].

Экспериментальные исследования показали:

– на частотах от 0,7 до 0,9 от максимально применимой частоты (МПЧ) влияние интерференции МИК на КВ-радиолинии наблюдается в 50–80 % времени их работы, изменяя уровень принимаемого сигнала на 15–20 дБ [5];

– преобладание мощности одной магнитоионной компоненты над другой в месте приема равновероятно.

Поэтому на частотах выше 0,7 от максимально применимых частот необходимо использовать методы борьбы с поляризационными замираниями и применять устройства адаптивные к магнитоионной компоненте, имеющей максимальную мощность.

Снизить уровень поляризационных замираний можно, разделив интерферирующие магнитоионные компоненты, используя их временные, пространственные, частотные и поляризационные отличия. На практике наибольшее применение нашли следующие способы разделения МИК: поляризационная и доплеровская фильтрация, пространственно-поляризационная селекция на основе многолучевых фазированных антенных решеток. Наиболее радикальным и, кроме того, менее сложным и дорогостоящим методом разделения МИК является поляризационная фильтрация, которая, как правило, основана на обработке сигналов от двух взаимно ортогональных антенн.

# 4. Техническая реализация декаметровых систем с поляризационной обработкой сигналов ортогональных антенн

В зависимости от алгоритмов в блоке вычислителя в радиостанции с поляризационной обработкой сигналов трех ортогональных антенн (рис. 2) может реализовываться круговая или эллиптическая поляризационная фильтрация. От типовой схемы радиостанции представленная структурная схема отличается тем, что в ее приемную часть (приемник) дополнительно введены блоки вычислителя и сумматора с весовыми коэффициентами. Кроме того, вместо антенны используются три антенны, размещенные в трех взаимно ортогональных плоскостях.

Вместо одного антенного согласующего устройства (ACУ) используются три ACУ (для каждой антенны). Блоки УРЧ приемника и УПЧ соответственно заменены на трехканальные блоки.

Вычислитель состоит из устройства сопряжения и электронно-вычислительной машины. В устройстве сопряжения аналоговые сигналы преобразуются в цифровые коды, необходимые для работы ЭВМ. В зависимости от типа триортогонального поляризационного фильтра (ПФ) круговой или эллиптической поляризации, реализованного в радиостанции, ЭВМ вычисляет:

- преобладающую магнитоионную компоненту;
- весовые коэффициенты;

– углы прихода преобладающей МИК (при использовании ПФ круговой поляризации на подвижной платформе).

При использовании в радиостанции ПФ эллиптической поляризации вычислитель выдает в блок сумматора с весовыми коэффициентами сигналы управления для настройки фильтра на когерентное сложение сигналов. Если применяется ПФ круговой поляризации, то вычислитель выдает следующие сигналы:

 в блок сумматора с весовыми коэффициентами сигналы управления для настройки ПФ КП на выделение магнитоионной компоненты с максимальной мощностью;

 сигналы управления пространственным положением AC (при использовании подвижной платформы) для ориентации оси симметрии ПФ КП в направление прихода ЭМВ.

Блок сумматора с весовыми коэффициентами состоит из трех управляемых аттенюаторов, трех управляемых фазовращателей и сумматора. Настройка аттенюаторов и фазовращателей происходит по управляющим сигналам с вычислителя.

Для упрощения технической реализации блока сумматора с весовыми коэффициентами и уменьшения времени вычисления весовых коэффициентов возможно исключение из указанного блока управляемых аттенюаторов. В этом случае будет иметь место линейное сложение ортогональных сигналов. В сумматоре производится сложение сигналов с выходов управляемых аттенюаторов и фазовращателей.

Принцип работы радиостанции представленной на рисунке, заключается в следующем.



Сигналы управления пространственным положением АС (при использовании подвижной платформы)

Рис. Структурная схема радиостанции, использующей поляризационную обработку сигналов от трех взаимно ортогональных антенн

С выходов триортогональной АФС радиосигналы высокой частоты поступают в ACУ, где происходит согласование сопротивления антенн с волновым сопротивлением фидеров. Затем сигналы через АК (в режиме приема) поступают в 3-канальный УРЧ приемника. Вместе с входной цепью УРЧ определяет основное ослабление чувствительности приемника по зеркальному каналу, а также в значительной степени влияет на величину его коэффициента шума. Блок усилителей промежуточной частоты приемника обеспечивает необходимое преобразование, основную избирательность и усиление принимаемых сигналов. С выходов блока УПЧ сигналы промежуточной частоты поступают в блок сумматора с весовыми коэффициентами и одновременно в вычислитель. В вычислителе производится расчет значений весовых коэффициентов для фильтра эллиптической поляризации, выбор выделяемой МИК и вычисление углов ее прихода для фильтра КП.

Вычисленные значения используются для настройки соответствующих управляемых аттенюаторов и фазовращателей в блоке сумматора с весовыми коэффициентами и ориентации оси симметрии АС в направление прихода ЭМВ (при использовании подвижной платформы). Сигналы с выходов блока УПЧ через систему управляемых аттенюаторов и фазовращателей поступают в сумматор, где происходит их сложение. Сигнал с выхода сумматора поступает в блок УЗЧ, который обеспечивает детектирование принимаемых сигналов и усиление на звуковых частотах до величины, необходимой для нормальной работы оконечной аппаратуры.

#### Заключение

Таким образом, внедрение в электронные системы нового поколения «отслеживания местоположения гражданских самолётов» информационного канала ДКМдиапазона, оснащенного радиосистемами с поляризационной обработкой сигналов ортогональных антенн, позволит повысить достоверность и качество получения информации о траектории полёта ВС. Это существенно сократит время на проведение поисково-спасательных работ в случае катастрофы воздушного судна.

#### Список литературы

1. Сайт ФГУП «Государственная корпорация по организации воздушного движения в Российской Федерации» [электронный ресурс]. Основные характеристики ЕС ОРВД. Режим доступа: http://www.gkovd.ru/, свободный. – Загл. с экрана.

2. Рейс 370 Malaysia Airlines. Википидия [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/Рейс\_370\_Malaysia\_Airlines, свободный. – Загл. с экрана.

3. Как можно улучшить системы слежения за авиалайнерами. BBC. Русская служба [Электронный pecypc]. Режим доступа: http://www.bbc.com/ russian /international/ 2014/03/ 140313 \_ malaysia\_plane \_tracking\_systems, свободный. – Загл. с экрана.

4. Альперт Я.Л. Распространение электромагнитных волн и ионосфера. М.: Наука, 1972.

5. Булатов Н.Д., Савин Ю.К. Статистические характеристики поляризационных замираний КВ-сигнала // Электросвязь. 1971. № 2. С.14–25.

# ВЫДЕЛЕНИЕ ДВИЖУЩЕГОСЯ ОБЪЕКТА В ВИДЕОПОТОКЕ ПРИ ПОМОЩИ СУПЕРПИКСЕЛЬНОЙ СЕГМЕНТАЦИИ И ПОЛЯ ВЕКТОРОВ ДВИЖЕНИЯ

А. С. Костенкова, И. С. Грузман (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет 630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20 E-mail: askostenkova@yandex.ru

В работе рассмотрен алгоритм выделения объекта по цветовым признакам и признакам движения. Сделаны выводы о достаточности цветовых, контурных признаков, разности скоростей и направлений движения объекта и фона при выделении объекта. Разработан и исследован алгоритм выделения на основе этих признаков.

Во многих задачах, связанных с обработкой изображений, например слежение за объектом, матирование, распознавание образов, необходимо разделять кадр видеопотока на объект и фон [1], т. е. отнести к определенному классу: объект или фон. Одной из возможных сфер применения алгоритма выделения объекта, наблюдаемого на подвижном фоне, является матирование видеопоследовательности.

В настоящее время существуют алгоритмы матирования видеопоследовательностей с заранее известными признаками фона и объекта либо алгоритмы ручного формирования границ объекта и фона [2, 3]. Эти алгоритмы предполагают многократное повторение процедуры выделения объекта под контролем человека. Кроме того, существующие алгоритмы накладывают требования к условиям съемки и к параметрам обрабатываемого видеопотока. Это, например, особые размеры сцены, равномерность освещения, взаимодействие лишь с определенными объектами и т. п. [4]. Поэтому важной является задача увеличения количества типов обрабатываемых видеопоследовательностей.

Цель проведенных исследований – разработка автоматического алгоритма матирования видеопоследовательностей, не удовлетворяющих требованиям существующих алгоритмов, например видеорепортажей, фильмов с профессиональной обработкой (матирование, наложение цветовых фильтров, использование видеоотрезков с нескольких камер в одной сцене), любительской съемки.

Такие видеопоследовательности характеризуются: неравномерностью освещенности, взаимодействием нескольких объектов, сменой ракурса наблюдения (масштабирование, угол поворота камеры). Эти характерные особенности значительно усложняют алгоритм выделения объекта. Поэтому необходимо выбрать признаки, которые описывают объект и фон. При этом разработанный алгоритм должен быть универсален и не требовать настройки для конкретного видеопотока.

В качестве признаков объекта и фона были выбраны: цвет, контуры объекта и разность в скорости и направлении движения пикселей фона и объекта.

В качестве алгоритма, работающего с цветовыми и контурными признаками, был выбран алгоритм суперпиксельной сегментации SLIC [5]. Главное требование к алгоритму – качественное обнаружение границ объекта. Переход к суперпиксельному представлению изображения сокращает объем данных, обрабатываемых последующими алгоритмами, но при этом сохраняет цветовую и контурную информацию об объекте. В алгоритме SLIC высокая точность сегментации обеспечивается тем, что учитывается пространственное и цветовое расстояние между пикселями, ограничена зона поиска пикселей, принадлежащих суперпикселю [5].

Алгоритм может быть использован для сглаживания изображения (сглаживание перепадов яркости от кадра к кадру) за счет усреднения цветовых составляющих в пределах суперпикселя (рис. 1).



Рис. 1. Результаты работы алгоритма суперпиксельной сегментации: *a* – исходное изображение; *б* – усредненное изображение с наложенной сеткой, где белым цветом отмечены границы суперпикселей

В качестве алгоритма, позволяющего отслеживать движение объектов и фона, был выбран объединенный метод глобального и локального оценивания оптического потока [6] (рис. 2). Этот алгоритм основан на трех классических алгоритмах: Хорна – Шунка, Лукаса – Канаде и Брокса [7, 8], что обеспечивает возможность отслеживания как медленных, так и быстрых перемещений нескольких объектов.



Рис. 2. Пример оптического потока в псевдоцвете для трех соседних кадров: *а* – предыдущее и текущее изображения; *б* – текущее и последующее изображение

На первом этапе исследований была изучена достаточность цветового и контурного признака при выделении объекта. Как видно на рис. 3, алгоритм разделяет объект и фон на классы, при этом пиксели, принадлежащие объекту, могут быть отнесены в тот же класс, что и фон. Это усложняет задачу выделения объекта и свидетельствует о том, что цветового и контурного признаков недостаточно для качественного выделения объекта.



Рис. 3. Пример работы алгоритма выделения объекта на основе цветового и контурного признаков: *а* – исходное изображение; *б* – результат сегментации, представленный в псевдоцвете

На втором этапе исследований была изучена достаточность признака движения. Как видно из рис. 4, этот алгоритм работает лучше, чем алгоритм, основанный на цветовом и контурном признаке. Этот алгоритм позволяет работать с малоконтрастными изображениями, но его основным недостатком является большой уровень ошибок при определении реальных контуров объекта.



Рис. 4. Пример работы алгоритма выделения объекта на основе движения: *а* – исходное изображение; *б* – результаты работы алгоритма

Поэтому на третьем этапе исследований предложен объединенный алгоритм выделения движущегося объекта, учитывающий как цветовые и контурные признаки, так и признаки движения.

Алгоритм включает в себя следующие этапы:

- 1. Суперпиксельная сегментация текущего, предыдущего и последующего изображений видеопотока на *n*<sub>1</sub> суперпикселей для сглаживания изображения.
- 2. Суперпиксельная сегментация текущего изображения на *n*<sub>2</sub> суперпикселей для построения сетки суперпикселей (*n*<sub>1</sub> >> *n*<sub>2</sub>).
- 3. Вычисление векторов направления и скорости движения между текущим и предыдущим, а также текущим и последующим изображениями.
- 4. Усреднение векторов направления и скорости по сетке суперпикселей текущего изображения (*n*<sub>2</sub>).
- 5. Применение алгоритма кластеризации к-средних к усредненным векторам направления и скорости движения между текущим и предыдущим, а также текущим и последующим изображениями для создания маски объекта.

На рис. 5 приведен результат работы предложенного алгоритма, который обеспечивает меньший уровень ошибок сегментации: отнесения пикселей фона к объекту и пикселей объекта к фону.



Рис. 5. Пример работы алгоритма выделения объекта, учитывающего цветовую, контурную информацию и информацию о движении: *а* – исходное изображение; *б* – результаты работы алгоритма

По проделанной работе можно сделать следующие вывод: алгоритм выделения объекта, основанный на кластерной обработке усредненных векторов направления и скорости движения, позволяет обрабатывать новый тип видеопоследовательности; уменьшает ошибки сегментации по сравнению с другими алгоритмами выделения объекта; придерживается реальных контуров объекта; позволяет сегментировать видеопоток с несколькими движущимися объектами.

Для уменьшения ошибки сегментации (отнесения пикселей фона к объекту) необходимо учитывать эффект окклюзии при анализе векторов направления и скорости движения.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ (государственное задание №2014/138, проект № 1176).

#### Список литературы

1. A Bayesian Approach to Digital Matting / Y. Chuang, B. Curless, D. Salesin, R. Szeliski // In proc. of CVPR. 2001. P. 264–271.

2. A Spatially Varying PSF-based Prior for Alpha Matting / C. Rhemann, C. Rother, P. Kohli, M. Gelautz // In proc. of CVPR. 2010. P. 2149–2156.

3. Rother C., Kolmogorov V., Blake A. GrabCut – Interactive Foreground Ex-traction using Iterated Graph Cuts // ACM Transactions on Graphics (SIG-GRAPH). 2004. V. 23. P. 309–314.

4. Rotoscoping Techniques in NUKE 5.2 Tutorial [HTML] (http://www.digitaltutors.com/11/training.php?pid=270).

5. SLIC superpixels compared to state-of-the-art superpixel methods / R. Achanta [et al.] // IEEE Trans. Pattern Anal. Mach. Intell. 34, (11), 2274–2282 (2012).

6. Human-assisted motion annotation / C. Liu, W. T. Freeman, E. H. Adelson and Y. Weiss. // IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), pp. 1-8, 2008.

7. Bruhn A., Weickert J., & Schnörr C. (2005). Lucas/Kanade meets Horn/Schunck: combining local and global optic flow methods // International Journal of Computer Vision, 61(3), 211–231.

8. High accuracy optical flow estimation based on a theory for warping / T. Brox, A. Bruhn, N. Papenberg and J.Weickert // In European Conference on Computer Vision (ECCV), pages 25–36, 2004.

# ФРАКТАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМОЙ X-SAR ЕВРОПЕЙСКОГО КОСМИЧЕСКОГО АГЕНТСТВА

М. А. Михайлова, А. С. Кирпичников, М. Н. Жохова, А. М. Голиков (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 6234000, г. Томск, ул. Ленина, 40 Е-mail: mari211293@mail.ru

В настоящее время активно развиваются новые подходы к цифровой обработке изображений. Одним из таких подходов является обработка изображений с использованием фрактальных методов. Успешному применению фракталов в обработке изображений способствует тот факт, что фрактал – это самоподобный объект, обладающий свойством инвариантности к масштабу рассмотрения.

#### Постановка задачи

Отличительной особенностью фрактальной размерности является то, что она характеризует степень заполнения пространства, в которой существует фрактальная система. Большему значению фрактальной размерности соответствует большая степень заполнения изображения (его трехмерного представления). Для совершенно черного изображения фрактальная размерность будет D = 2, т. е. совпадать с топологической размерностью плоскости, а для изображения, имеющего одинаковую яркость всех пикселей, D = 3 (топологическая размерность объема).

Для обработки изображения используем программу ImageJ.

Данный комплекс предоставляет набор стандартных инструментов для обработки изображений, позволяющих изменять контрастности, резкости, сглаживание, обнаруживать границы и выполнять прочие повседневные задачи. Добавленные изображения можно легко поворачивать, масштабировать и создавать их зеркальное изображение.

Для того чтобы произвести фрактальную обработку, необходимо загрузить соответствующие плагины, в данном случае это плагин Fraclac.

В результате выполнения проекта было обработано более 50 изображений. Фрактальная размерность составляла от 1,6382 до 1,9969.

Изображение с минимальной фрактальной размерностью (рис. 1).



Рис. 1. Исходное изображение

Произведем конвертацию изображения в бинарный вид, так как плагин работает только с бинарными изображениями.



Рис. 2. Бинарное преобразование изображения





Рис. 3. Результат обработанного изображения

Рис. 4. График фрактальной размерности





Рис. 5. Первый этап фрактальной обработки



Рис. 6. Промежуточный результат фрактальной обработки



Рис. 7. Конечный результат фрактальной обработки

#### Заключение

С помощью фрактальной обработки были получены данные и получено изображение, очищенное от шумов. Также с помощью программы было проведено измерение экспериментальных изображений дистанционного зондирования земли спутниковой системой X-Sar в виде распределения фрактальной размерности. Использование комплексной фрактальной обработки позволяет не только исследовать изображение, но и улучшить его. Также с помощью программы ImageJ можно провести исследование изображения удаленно, имея только лишь компьютер с доступом к Интернету, так как данное приложение доступно в сети и поддерживается современными браузерами.

#### Список литературы

1. Уэлстид С. Фракталы и вейвлеты для сжатия изображений в действии. М.: Триумф, 2003. 320 с.

- 2. Виноградова А.А., Коваленко П.П., Недоцука Г.А. Вейвлет-фрактальная обработка изображений.

3. Новейшие методы обработки изображений / под ред. А. А. Потапова. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. 496 c.

4. Привезенцев Д. Г., Жизняков А. Л. Фрактальная модель цифрового изображения // Алгоритмы, методы и системы обработки данных: сб. науч. тр. Владимир: Издат.-полиграф. центр МИ ВЛГУ, 2010. Вып. 15. С. 147-152.

# АВТОМАТИЧЕСКИЙ ПОДСЧЕТ КОЛИЧЕСТВА ЭРИТРОЦИТОВ, ОСНОВАННЫЙ НА ПРЕОБРАЗОВАНИИ ХАФА

Л. Н. Пелепенко, И. С. Грузман (научный руководитель)

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

Работа посвящена исследованию изображений «толстых» проб крови, полученных оптическим методом. Разработан и реализован алгоритм автоматического подсчёта эритроцитов, основанный на преобразовании Хафа. Приведены результаты экспериментальных исследований алгоритма.

В медицине количество красных кровяных телец (эритроцитов) является важным показателем. Отклонение их количества в крови от нормы может свидетельствовать о наличии серьёзных заболеваний, таких как малярия, анемия, лейкоз и т. д. [1].

Классический подход подсчёта эритроцитов заключается во взятии тонкого мазка крови и сжатии его между двумя стёклами. Недостаток такого подхода заключается в изменении формы клеток. Также важно отметить, что обычный ручной метод подсчёта эритроцитов под микроскопом даёт неточный и ненадёжный результат и во многом зависит от мастерства лаборанта. Другой способ подсчёта – это автоматический подсчёт гематологическим анализатором. Основным недостатком этого прибора является очень высокая стоимость, что делает невозможным его использование во многих медицинских учреждениях.

Цель работы заключается в разработке эффективного и экономичного алгоритма для автоматического подсчёта эритроцитов, основанного на анализе изображений, полученных оптическим методом с помощью микроскопа и камеры.

В данном исследовании мы работаем с так называемой «толстой каплей» [2]. Этот способ анализа позволяет в сжатые сроки просматривать значительный объем крови (в десятки раз больше, чем при исследовании стандартного мазка крови). Кроме того, подсчёт эритроцитов будет точнее, так как в отличие от тонкого мазка крови клетки не подвергаются деформации. На рис. 1 для сравнения деформации клеток приведены изображения для тонкого мазка и «толстой капли» крови соответственно.



Рис. 1. Примеры изображений пробы крови: *а* – тонкий мазок крови; *б* – «толстая капля»

Эритроциты представляют собой дисковидную двояковыпуклую форму диаметром от 7 до 10 мкм [3] (на изображениях, полученных с микроскопа при увеличении масштаба (рис. 2), эритроциты видны в форме двух колец). Поэтому задачу подсчёта эритроцитов можно свести к задаче обнаружения круглых объектов на изображении.



Рис. 2. Вид эритроцитов в увеличенном масштабе

По этой причине для обнаружения таких объектов целесообразно использовать алгоритм для поиска окружностей, основанный на преобразовании Хафа [3]. Первоначально он был предложен в качестве метода обнаружения прямых линий, а затем расширен возможностью идентификации произвольной фигуры, чаще всего окружностей и эллипсов [4, 5].

Помехами на регистрируемых изображениях являются:

1. Неравномерная освещённость изображения и малая контрастность.

2. Объекты, размеры и форма которых существенно отличаются от размеров и формы эритроцитов, представляющих собой так называемый «мусор».

Для компенсации неравномерной освещенности производилась предварительная морфологическая обработка изображений [6]. Объекты, размером и формой отличающиеся от эритроцитов, селектируются путём указания диапазона, соизмеримого с размером эритроцита ±20 % от среднего размера (8±1.6 мкм). Блок-схема алгоритма подсчёта эритроцитов приведена на рис. 3.



Рис. 3. Блок-схема алгоритма подсчёта эритроцитов

Результат работы алгоритма приведён на рис. 4. Маркером помечены центры обнаруженных эритроцитов.

Результаты тестирования работоспособности алгоритма для 5 изображений проб крови приведены в таблице.



Рис. 4. Пошаговая работа алгоритма: *а* – исходное изображение; *б* – изображение после компенсации неравномерности освещения и контрастирования; *в* – результат обнаружения эритроцитов

6

Таблица

Результаты подсчёта количества эритроцитов с использованием преобразования Хафа

Пример изображения	Количество эритроцитов		Оценка вероятности
	Реальное число	Результат алгоритма	ошибки, %
1	961	950	1.14
2	813	788	3.07
3	924	911	1.4
4	750	735	2.0
5	716	696	2.79

Из приведенных данных следует, что оценка вероятности ошибки подсчета эритроцитов составляет не более 2,3 % (подсчёт эритроцитов ручным способом под микроскопом допускает ошибку до 10 %, ошибка электрического счётчика до 3,5 %) [3].

На рис. 5 показаны результаты для первых трёх проб (для наглядности изображения приведены в увеличенном масштабе, центры обнаруженных эритроцитов помечены маркером).

По результатам экспериментальных исследований можно сделать следующие выводы: подсчёт эритроцитов методом обработки изображений значительно сокращает время и трудозатраты.

Точность алгоритма подсчета эритроцитов зависит от размера объектов, их концентрации и степени агрегированности (количества слипшихся друг с другом клеток), а также от технических характеристик микроскопа и камеры.

Предлагаемый метод является очень рентабельным и может быть реализован во многих медицинских учреждениях, причём с минимальными капиталовложениями.

Современные проблемы радиоэлектроники. 2016



Рис. 5. Результат обнаружения эритроцитов для трёх проб крови

Дальнейшие исследования будут сосредоточены на более полном анализе проб крови, включающие в себя общий подсчет числа эритроцитов и лейкоцитов, а также анализ формы эритроцитов и различение лейкоцитов по внутреннему строению ядра.

#### Список литературы

1. Афансьев Ю. И. Гистология, цитология и эмбриология / Е. А. Шубикова. 5-е изд. М.: Медицина, 2002. 744 с.

2. Warhurst DC, Williams JE (1996). Laboratory diagnosis of malaria // J Clin Pathol 49 (7): 533-38.

3. Mary Louise Turgeon. Clinical Hematology: Theory and Procedures. Lippincott Williams & Wilkins, 2004. P. 100.

4. A Khashman, IBCIS: Intelligent blood cell identification system // Progress in Natural Science. Vol. 18. № 10. P. 1309–1314, Oct. 2008.

5. M. Maitra, R. K. Gupta, and M. Mukherjee. Detection and Counting of Red Blood Cells in Blood Cell Images using Hough Transform // International Journal of Computer Applications. Vol. 53. № 16. P. 18–22, 2012.

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

7. URL: http://labmed.kz/archive/2012/ hematology/157-sravnenie-rezultatov- gematologicheskihissledovaniy-poluchennyh-rutinnym-metodom-i-s-ispolzovaniem-poluchennyh-rutinnym-metodom-i-sispolzovaniem-avtomatizirovannoy-sistemy.html (Дата обращения: 02.04.2016).

# КОМАНДНО-ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКАЯ СИСТЕМА РАДИОСВЯЗИ ПОВЫШЕННОЙ ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ ДЛЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

## А. А. Сушков

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: sushkov@uav-siberia.com

В статье представлена реализация командно-телеметрического канала радиосвязи, отличительными особенностями которого являются: высокая дальность связи, кроссплатформенность, малые массогабаритные параметры, возможность изменения параметров системы, малое энергопотребление приемопередатчика. Система радиосвязи включает в себя приемопередающее устройство с внешним усилителем мощности. В устройстве заложены функции самодиагностики: измерения напряжений, потребляемого тока, контроль температуры.

В настоящее время беспилотная авиация находит все более широкое применение в различных областях народного хозяйства. Столь интенсивное внедрение данной технологии требует решения ряда задач по повышению качества производимых беспилотными комплексами работ. В частности, является актуальной задача повышения эффективности работ по дистанционному зондированию Земли в труднодоступных регионах России. Радиус действия беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) и площадь зондируемой поверхности в основном ограничиваются дальностью используемых систем передачи данных между БПЛА и наземным комплесом управления (НКУ). Для решения поставленной задачи была разработана система радиосвязи повышенной дальности действия, которая включает в себя приемопередатчик и внешний усилитель мощности.

Для передачи данных между БПЛА и НКУ разработано устройство радиосвязи. В процессе работы был произведен анализ канала связи и разработаны структурная, функциональная и электрическая принципиальная схемы [1]. Печатная плата разработана в программном обеспечении Altium Designer.



Структурная схема устройства системы связи представлена на рис. 1 [2].

Рис. 1. Структурная схема приемопередающего устройства

Управление системой осуществляется с помощью малогабаритного микроконтроллера, в основе которого лежит ядро ARM Cortex-M4. Микроконтроллер управляет приемопередающей частью устройства, интерфейсами, производит постоянный контроль температуры, напряжений и потребляемого тока. Устройство имеет следующие настройки параметров системы: выбор несущей частоты, вид модуляции, скорость передачи данных и др.

Данное устройство имеет следующие основные характеристики:

- диапазон рабочих частот приемопередатчика от 860 до 1 020 МГц;
- чувствительность приемника до -137 дБм;
- скорость передачи данных от 0,24 до 300 кбит/с;
- выходная мощность передатчика до 30 дБм;
- полоса пропускания 250 кГц;
- виды модуляции FSK, GFSK, MSK, GMSK;
- диапазон питающих напряжений от 9 до 36 В;
- габаритные размеры 45×30×8 мм;
- масса без корпуса не более 100 г.

Приемопередающее устройство в режиме прямого расширения спектра может обеспечить дальность связи до 100 км [1]. Внешний вид готового модуля приемопередатчика представлен на рис. 2.



Рис. 2. Внешний вид приемопередатчика

Корпус выполняет защиту от механического воздействия и функцию защиты от от электрических помех радиотракта.

Для ещё большей возможности увеличения дальности радиосвязи был разработан внешний усилитель мощности, структурная схема которого представлена на рис. 3 [2].

Основные его технические характеристики:

- диапазон рабочих частот от 880 до 1000 МГц;
- выходная мощность усилителя до +42 дБм;
- диапазон питающих напряжений от 15 до 36 В;
- уровень входного сигнала не более 5 мВт;
- габаритные размеры 96×53×25 мм;
- масса без корпуса не более 200 г.

Микроконтроллер обеспечивает управление устройством. В его задачи входят коммутация питания усилителя мощности, установка уровня выходной мощности, измерение питающих напряжений и токов, мониторинг температуры устройства.



Рис. 3. Структурная схема усилителя мощности

Внешний вид готового устройства в сборе с корпусом представлен на рис. 4.



Рис. 4. Внешний вид усилителя мощности

Сравнительный анализ дальности связи без усилителя мощности и совместно с ним представлен в таблице. Зададимся отношением сигнал/шум порядка 20 дБ [1].

Полученная дальность связи, которую можно получить, равна 450 км. Но как известно, дальность радиосвязи определяется прямой видимостью и связана с высотой полета БПЛА и высотой антенны на НКУ. Максимальная высота полета БПЛА «Дельта-М», где будет применяться данное устройство, равна 3 000 м [5]. Высота подъема антенны равна 2 м. Для расчета дальности радиосвязи воспользуемся следующей формулой [4]:

$$D = 3,57 \left( \sqrt{h_{\text{билла}}} + \sqrt{h_{\text{нку}}} \right).$$

Максимально возможная дальность связи для данного БПЛА равна 200 км. Следует отметить, что применение разработанного усилителя позволило увеличить дальность связи в 2 раза.

Внешний вид командно-телеметрической системы радиосвязи повышенной дальности действия представлен на рис. 5.

Отношение сигнал/шум, дБ

#### Показатель Без усилителя С усилителем 900 Рабочая частота, МГц 900 Расстояние, км 100 450 0,25 0,25 Полоса частот, МГц Выходная мощность, дБм 27 40 3 3 Потери при передаче, дБ Усиление первой антенны, дБ 2 2 Потери на распространение, дБ 131,5 144,6 Усиление второй антенны, дБ 8 8 3 3 Потери при приеме, дБ Уровень шума, дБм -120 -120

19,4

#### Сравнительный анализ дальности связи

# 

Рис. 4. Внешний вид усилителя мощности

Разработанное устройство применяется в БПЛА «Дельта-М» и «Гамма» компании «АВАКС-ГеоСервис» [5].

#### Список литературы

1. Sushkov A.A., Boev N.M., Nigrutsa I.V. Design and development of command and telemetric UHFband communication system for unmanned aerial vehicles // Control and Communications (SIBCON), 2015 International Siberian Conference IEEE. 2015. P. 1–4. ISBN: 978-1-4799-7102-2.

2. Сушков А.А., Боев Н.М. Проектирование и разработка командно-телеметрической системы связи для беспилотных летательных аппаратов на диапазон 860-1020 МГц // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. / науч. ред. В.Н. Бондаренко; отв. за вып. А.А. Левицкий. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2015.

3. Сушков А.А., Люманов Р.О., Клешнина С.А. Бортовой усилитель мощности команднотелеметрической линии связи дециметрового диапазона для беспилотных летательных аппаратов // Сборник научных статей Всероссийской молодежной школы-семинара «Актуальные проблемы информационных технологий, электроники и радиотехники – 2015» (ИТЭР-2015). Таганрог: Изд-во НОЦ ЗИС КТ Южного федер. ун-та, 2015.

4. Долуханов М. Распространение радиоволн. М.: Связь, 1972. 336 с.

5. Автономные аэрокосмические системы – ГеоСервис // ООО НПП «АВАКС-ГеоСервис» [Электронный ресурс]. URL: http://uav-siberia.com/ (дата обращения 10.03.2015).

Таблица 1

19,4

# НЕЛИНЕЙНЫЙ РЕЗОНАНС В СВЯЗАННЫХ КОНТУРАХ С ВАРИКАПАМИ

Э. Ю. Федюнин

Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П.Королева (национальный исследовательский университет) 443086 Россия, г.Самара, Московское шоссе, 34 E-mail: fedyunin\_eduard@mail.ru

Работа посвящена численному моделированию колебаний в системе двух связанных осцилляторов Дюффинга. Такая динамическая модель качественно замещает систему двух связанных колебательных контуров с варикапами. На основе полученных результатов сделаны выводы о характеристиках нелинейного резонанса в системе.

Колебательные контуры, перестраиваемые варикапами, широко применяются в радиосистемах [1]. Математической моделью такого контура служит осциллятор Дюффинга [2] – базовый объект классической теории колебаний. Известно, что в осцилляторе Дюффинга наблюдается нелинейный резонанс, при котором амплитудночастотная (АЧХ) и фазочастотная характеристики осциллятора демонстрируют асимметрию относительно собственной частоты и гистерезис. На практике реальные радиотехнические системы могут содержать несколько перестраиваемых резонаторов. Поэтому интересна задача об исследовании нелинейного резонанса в системе двух связанных осцилляторов Дюффинга, эквивалентная электрическая схема которой изображена на рис. 1.



Рис. 1. Схема связанных контуров с варикапами

Исходная система уравнений движения идентичных реактивно связанных осцилляторов с собственными частотами  $\omega_0$  и добротностями Q имеет вид

$$\frac{d^{2}U}{dt^{2}} + \frac{\omega_{0}}{Q}\frac{dU}{dt} + \omega_{0}^{2}U = -\mu\omega_{0}^{2}U^{3} + \kappa\omega_{0}^{2}(V-U) + \omega_{0}^{2}S(t),$$

$$\frac{d^{2}V}{dt^{2}} + \frac{\omega_{0}}{Q}\frac{dV}{dt} + \omega_{0}^{2}V = -\mu\omega_{0}^{2}V^{3} + \kappa\omega_{0}^{2}(U-V).$$
(1)

Здесь  $\mu$  и  $\kappa$  – параметры нелинейности и связи; S(t) – сигнал внешнего воздействия на один из осцилляторов.

Для моделирования связанных осцилляторов вида (1) в работе [3] предложена разностная схема второго порядка точности, сохраняющая форму временных откликов линейных подсистем.

Если собственную частоту  $\omega_0$  измерять в единицах частоты дискретизации  $\omega_d = 2\pi / \Delta t$ :  $\Omega_0 = \omega_0 / \omega_d$ , а также ввести обозначения

$$\lambda = h(\Delta t) \Delta t = \pi \Omega_0 \exp\left(-\frac{\Omega_0}{2Q}\right)$$

и  $U_n = U(t_n), V_n = V(t_n)$ , то алгоритм моделирования для динамической системы (1) принимает вид

$$U_{n} - 2\alpha \cos(2\pi\Omega_{0})U_{n-1} + \alpha^{2}U_{n-2} = 2\lambda \sin(2\pi\Omega_{0})\left(-\mu U_{n-1}^{3} + \kappa(V_{n-1} - U_{n-1}) + S_{n-1}\right),$$
  

$$V_{n} - 2\alpha \cos(2\pi\Omega_{0})V_{n-1} + \alpha^{2}V_{n-2} = 2\lambda \sin(2\pi\Omega_{0})\left(-\mu V_{n-1}^{3} + \kappa(U_{n-1} - V_{n-1})\right).$$
(2)

Для оценки достоверности результатов моделирования колебаний в связанных осцилляторах Дюффинга применим разностную схему (2) к расчету амплитудночастотных характеристик линеаризованной системы, положив в (1) и (2)  $\mu = 0$ . Эта задача имеет точное решение – на рис. 2 АЧХ  $K_1(\Omega)$  и  $K_2(\Omega)$  первого и второго осцилляторов показаны непрерывными линиями (параметры системы:  $\Omega_0 = 0.1, Q = 20$ ,  $\kappa = 0.06$ ). Точками на рис. 2 показаны результаты расчетов АЧХ с помощью разностной схемы (2). При этом амплитуды оценивались путем квадратичного усреднения установившихся реализаций вынужденных колебаний:

$$A_U = 2\sqrt{\left\langle U_n^2 \right\rangle_N}$$
,  $A_V = 2\sqrt{\left\langle V_n^2 \right\rangle_N}$ .



Рис. 2. АЧХ связанных линейных осцилляторов

Моделирование связанных осцилляторов Дюффинга с помощью системы (2) с параметрами ( $\Omega_0 = 0.1, Q = 20, \kappa = 0.06, \mu = 0.0012$  при единичной амплитуде внешнего воздействия S(t)) приводит к результатам, представленным в виде графиков.
На рис. 3 показаны графики зависимостей амплитуд первых гармоник вынужденных колебаний в первом (*a*) и втором (*б*) осцилляторах от частоты внешнего воздействия. Оценки амплитуд проводились методом аналитического сигнала в численных экспериментах с квазистатической перестройкой частоты в диапазоне  $0.09 \le \Omega \le 0.13$ . При этом третья гармоника колебаний удалялась с помощью фурье-фильтрации. Как следует из графиков, частотные зависимости амплитуд характеризуются скачками и гистерезисом. Стрелки на графиках указывают направления скачков при изменениях частоты в сторону повышения или понижения. Выбросы в конечных точках скачков обусловлены затухающими свободными колебаниями.

Фазовые соотношения в связанных осцилляторах Дюффинга иллюстрируют графики, приведенные на рис. 4. Сплошной линией показан график частотной зависимости  $\varphi_1(\Omega)$  разности фаз колебаний в первом осцилляторе и вынуждающих колебаний. Зависимость характеризуется скачками и гистерезисом. В то же время частотная зависимость  $\psi(\Omega)$  разности фаз колебаний во втором и в первом осцилляторах – гладкая функция без скачков.



Рис. 3. Частотные зависимости амплитуд колебаний связанных осцилляторов Дюффинга



Рис. 4. Частотные зависимости фаз колебаний связанных осцилляторов Дюффинга

По результатам моделирования можно сделать вывод об эффективности примененного метода. Численный метод, используемый в данной работе, имеет второй порядок точности по дискретному времени, сохраняет форму импульсных характеристик осцилляторов и хорошо стыкуется с алгоритмами цифровой обработки сигналов. Полученные графики демонстрируют хорошее согласование численных и аналитических результатов. Нелинейный резонанс в связанных контурах с варикапами характеризуется скачками и гистерезисом в амплитудно-частотной и фазочастотных характеристиках.

#### Список литературы

1.Капранов М.В., Кулешов В.Н., Уткин Г.М. Теория колебаний в радиотехнике. М.: Наука, 1984. 320 с.

2.Хаяси Т. Нелинейные колебания в физических системах. М.: Мир, 1968. 432 с.

3.Зайцев В.В., Федюнин Э.Ю., Шилин А.Н. Дискретная модель взаимодействующих осцилляторов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2016. Т. 19. № 2. С. 46–52.

# КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ ОНЧ-НЧ И УВЧ-СВЧ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ МЕТОДОВ ДЛЯ ИНТРОСКОПИИ РАЗЛОМНЫХ СТРУКТУР

В. Б. Хаптанов, Ю. Б. Башкуев, М. Г. Дембелов

Институт физического материаловедения СО РАН 670047, г. Улан-Удэ, ул. Сахьяновой, 6 E-mail: vkhaptanov@mail.ru

Рассмотрены вопросы комплексирования ОНЧ-НЧ и УВЧ-ОВЧ радиотехнических методов для радиоволновой диагностики разломных структур в земной коре в широком диапазоне радиоволн (от десятков килогерц до единиц гигагерц). Радиоимпедансное профилирование и зондирование в диапазоне ОНЧ-НЧ позволяют обнаружить и локализовать разломы в земной коре по изменению импеданса и геоэлектрического разреза. Георадиолокация разломных структур на УВЧ-СВЧ частотах позволяет дифференцировать тонкую структуру разлома вплоть до отдельных сейсмодислокаций в осадочных и кристаллических породах и кинематику движений в разломной зоне.

#### Введение

В докладе обобщен опыт исследования разломных структур комплексом радиотехнических методов интроскопии (радиоволновой диагностики) верхней части земной коры – ОНЧ-НЧ радиоимпедансное профилирование-зондирование, УВЧ-СВЧ георадиолокация. Разломные зоны земной коры являются свидетельствами сейсмической активности земной коры. Изучение активности разломов, характера происходивших движений земной коры и степени катастрофичности вызвавших их сейсмособытий является актуальной задачей для региона Байкальского рифта, являющегося, по сути, гигантским разломом в земной коре в условиях растяжения [1]. На суше значительные пространства покрыты чехлом осадочных пород, поверхностных отложений, густой растительности, скрывающей разломные структуры. Водоемы также не способствуют изучению разломов в их донных структурах и генезиса котловин. Для исследования активности разлома используют комплекс геолого-геоморфологических, геофизических и геодезических методов.

### Цель работы

Цель исследований – выявление и изучение тектонических нарушений (разломов) земной коры Байкальской Сибири в диапазонах ОНЧ-НЧ и УВЧ-СВЧ по данным инструментальных радиофизических наблюдений радиоимпедансным и георадиолокационным методами.

#### Решаемые задачи

- Радиоимпедансная диагностика разломных зон в диапазонах ОНЧ-НЧ. Восстановление геоэлектрического разреза разломных зон по измеренному поверхностному импедансу.
- Георадарная диагностика разломных зон на суше и акваториях в диапазонах УВЧ-СВЧ.
- Совместное применение радиоимпедансного и георадарного зондирования при исследовании разломных зон.

### Техника эксперимента и методика обработки

Метод радиоимпедансного зондирования основан на изучении амплитуднофазовой структуры электромагнитного поля на границе раздела «воздух – подстилающая среда» [2]. Он позволяет производить непосредственные измерения модуля и фазы поверхностного импеданса с использованием полей ОНЧ-НЧ радиостанций. В режиме профилирования он позволяет выявлять резкие амплитудно-фазовые изменения импеданса, связанные с наличием разломной зоны. Это может быть уменьшение удельного электрического сопротивления (УЭС) в зоне дробления разлома, смена характера слоистости разреза. Для используемого в работе измерителя поверхностного импеданса ИПИ-300 возможный частотный диапазон определения поверхностного импеданса ограничен диапазоном 10–300 кГц. Глубинность метода на этих частотах может достигать 100–150 м.

Другим радиоволновым методом исследования разломных зон является георадиолокация. Современная георадарная технология волновой диагностики в более высокочастотном диапазоне УВЧ-СВЧ позволяет получить информацию о верхней части разреза [3]. Метод дает возможность визуально контролировать изменения подповерхностной структуры на профиле, пересекающем разломную зону. Георадарное зондирование выполнено георадаром «Око-2» с антенными блоками АБДЛ «Тритон», АБ-400, АБ-700, АБ-1700, имеющими центральные частоты спектра зондирующего радиоимпульса 50, 400, 700 и 1 700 МГц соответственно. Глубина зондирования зависит от электрических свойств среды и может составлять от единиц метров на осадочных отложениях до 100 и более метров на кристаллических породах с высоким УЭС. Обработка и визуализация данных георадиолокации производилась программой «GeoScan32» [4].

### Сейсмодислокации на дне оз. Котокель

Георадарные исследования на оз. Котокель Прибайкальского района Республики Бурятия (рис. 1, a) выявили разломные зоны 1, 2 (рис. 1,  $\delta$ ), по которым произошло опускание 6 км участка дна озера. Амплитуда опускания может превышать 2 м. На врезке (рис. 1, s) крупным планом показано строение разломной зоны 1. На ней отмечены водная толща, донные отложения и линия сейсмодислокации. Кроме того, гиперболические отражения показывают наличие погребенных объектов в толще донных отложений. Ими могут быть, например, стволы деревьев, оказавшихся на дне во время формирования котловины озера во времена палеозоя.



Рис. 1. Профиль «Восточный» на оз. Котокель. Георадар «Око-2». АБДЛ «Тритон» (f<sub>u</sub> = 50 МГц)

# Палеосейсмодислокации Тункинской долины

В Тункинской долине проведена количественная интерпретация слоистонеоднородной среды в диапазонах ОНЧ-НЧ и УВЧ-СВЧ на глубину до 100 м. Радиоимпедансные зондирования на частотах 22.2, 50 и 279 кГц на профиле длиной 180 м вкрест простирания Торской палеосейсмодислокации (рис. 2, *a–в*) показали резкую смену типа геоэлектрического разреза, проявившуюся в слабо-индуктивном характере поверхностного импеданса (фаза импеданса достигает -16 град.) на частоте 279 кГц. В результате решения обратной задачи установлено наличие слоя многолетней мерзлоты в предгорной части профиля. Определены УЭС и толщины различных комплексов горных пород. Радарограмма зоны разлома на частоте 50 МГц (рис. 2, *г*) подтверждает наличие слоя многолетней мерзлоты и сеть сейсмодислокаций, имеющих «пальмовую» структуру, в осадочных отложениях.



Рис. 2. Результаты радиоимпедансного зондирования на профиле вкрест простирания Торской палеосейсмодислокации: *а* и *б* – модуль и фаза импеданса на частотах 22.2, 50 и 279 кГц; *в* – геоэлектрический разрез, зона тектонического нарушения выделена крапом; *г* – радарограмма зоны разлома, георадар «ОКО-2», антенный блок «Тритон-50 МГц». Вверху – положение уступа, выраженное в рельефе. Желтые линии – дислокации в осадочных отложениях

### Черемшанское месторождение кварцитов

Совместная интерпретация данных радиоимпедансного и георадарного профилирования выявила строение разломной зоны в кристаллических породах Черемшанского месторождения кварцитов (рис. 3). Разлом имеет ширину 2 м со смещением крыльев по вертикали 2 м. УЭС кварцита в естественном залегании достигает 4 000 Ом·м, доломитов – 400 Ом·м. В зонах дробления УЭС пород снижается до 15–50 Ом·м. Современные проблемы радиоэлектроники. 2016



Рис. 3. Черемшанское месторождение кварцитов в Прибайкальском районе Республики Бурятия (*a*) и радарограмма зоны тектонического разлома вкрест его простирания (*б*) с нанесенными результатами радиоимпедансного зондирования

### Байкальские дюны

Георадарным методом выявлено тектоническое нарушение типа сброс под Байкальскими дюнами в п. Горячинск (рис. 4). Желтой прерывистой линией обозначена линия сброса. Она определяется на радарограмме сменой характера слоистости разреза. Сброс проходит под острым углом к берегу на расстоянии от 190 (профиль 3) до 250 м (профиль 1).



Рис. 4. Радарограммы 3 смежных профилей от берега Байкала (*a*, *б*, *в*) и схема расположения профилей (*г*). Красным пунктиром показано положение выявленного тектонического нарушения. Георадар «Око-2». Антенный блок АБ-250

# Тугнуйский угольный разрез

На угольном разрезе «Тугнуйский» методами георадарного и радиоимпедансного зондирований установлено наличие 4 зон тектонических нарушений и хорошо проводящего обводненного слоя угленосных отложений на глубине более 20 м (рис. 5). По данным радиоимпедансных зондирований определены электрические параметры угленосных отложений, состоящих из тонких слоев алевролитов и угля.



Рис. 5. Фото угольного разреза и результаты георадарных и радиоимпедансных зондирований. Стрелками показаны разломные зоны разреза

### Выводы

Доказана перспективность комплексирования ОНЧ-НЧ и УВЧ-ОВЧ радиотехнических методов для радиоволновой диагностики разломных структур в земной коре в широком диапазоне радиоволн (от десятков килогерц до единиц гигагерц). Радиоимпедансное профилирование и зондирование в диапазоне ОНЧ-НЧ позволило обнаружить и локализовать разломы в земной коре по изменению импеданса и геоэлектрического разреза. Георадиолокация разломных структур на УВЧ-СВЧ частотах сделало возможным дифференцировать тонкую структуру разлома вплоть до отдельных сейсмодислокаций в осадочных и кристаллических породах и определить кинематику движений в разломной зоне. Использованные методы дополняют друг друга и позволяют объективно и количественно описать объект исследования.

Работа выполнена при финансовой поддержке госбюджетного проекта «Распространение радиоволн в неоднородных импедансных каналах» и гранта РФФИ № 15-45-04355.

### Список литературы

1. Сейсмоионосферные и сейсмоэлектромагнитные процессы в Байкальской рифтовой зоне / Э.Л. Афраймович [и др.]. Новосибирск: Изд-во СО РАН, 2012. 304 с.

2. Башкуев Ю.Б. Электрические свойства природных слоистых сред. Новосибирск: Изд-во СО РАН, 1996. 207 с.

3. Радиотехнический прибор подповерхностного зондирования (георадар) ОКО-2. Техническое описание. Инструкция по эксплуатации. Версия 2.6. 2009 г. / http://www.logsys.ru/

4. Программа управления георадаром «Око» и визуализации получаемых данных. Руководство пользователя. 2009 г. / http://www.logsys.ru/

# ДИАПАЗОННЫЕ ПОЛОСОВЫЕ ФИЛЬТРЫ КВ-ДИАПАЗОНА 1-30 МГц

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

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ΦГАОУ ВО СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: andys@andys.ru

# Введение

Входной фильтр всегда являлся одним из важнейших узлов любого радиоприемного устройства. Особенно это важно для радиоприемной аппаратуры, работающей в КВ-диапазоне. В коротковолновом (КВ) диапазоне одновременно работают тысячи передатчиков. Для обеспечения устойчивой связи часто приходится использовать передатчики с большой мощностью, от нескольких сот ватт до десятков киловатт. Поэтому приемный тракт любого КВ-приемника без фильтров предварительной селекции бывает часто перегружен настолько, что прием полезных сигналов не возможен. Особенно это ощущается в приемниках с небольшим динамическим диапазоном, а также когда работа ведется в низкочастотной области КВ-диапазона от 1 до 5–7 МГц и в вечернее (ночное) время суток.

Современные КВ-приемники используют полосовые фильтры в тракте приема сразу после антенны. Широкополосные фильтры нижних частот, которые принято использовать в недорогих КВ-радиостанциях с преобразованием вверх, или простейшие одиночные контуры с подстройкой не обеспечивают подавление высокоуровневых сигналов так же, как и октавные фильтры. Они всем хороши, когда требуется непрерывное перекрытие по частоте, но чаще рабочие действующей радиостанции (или приемного пункта) либо расположены рядом или вообще имеют одиночные номиналы. Стоит отметить, что октавные фильтры используют достаточно часто, особенно в импортных КВ-радиостанциях. Таким образом, перечисленные фильтры, обладая недостаточной избирательностью, пропускают на вход УВЧ или первого смесителя достаточно сильные мешающие сигналы соседних диапазонов. В высококачественном приемнике входные фильтры должны быть только полосовыми диапазонными.

Чаще всего в качестве полосового фильтра КВ-диапазона применяется система из двух связанных контуров. Иногда используется и трехконтурный фильтр. В этом случае удается получить относительно крутой скат амплитудно-частотной характеристики. Также используется одновременное включение последовательного и параллельного колебательных контуров, что позволяет реализовывать различные значения входного и выходного сопротивлений. Такой фильтр кроме ослабления мешающих сигналов позволяет согласовывать сопротивления источника сигнала и нагрузки.

### Проектирование фильтра

Цель данной работы – спроектировать и собрать действующие образцы диапазонных полосовых фильтров для КВ-радиостанции, которые требуется установить в тракт как приемной части антенно-фидерного тракта, так и в передающий тракт, что позволит дополнительно ослабить внеполосное излучение передатчика. В качестве рабочих частот для расчетов будут использованы полосы частот, отведенные для радиолюбительских диапазонов.

<u>Основной задачей работы является разработка недорогого фильтра, простого в</u> изготовлении и настройке, без применения ферромагнитных или карбонильных материалов, используя бескаркасные катушки.

Центральные частоты – 1,8 МГц; 3,6 МГц; 7.1 МГц; 14.2 МГц; 21 МГц; 28.5 МГц; Полоса частот каждого из диапазонов в среднем около 400 кГц. Выходная мощность передатчика 100 Вт.

Необходимо рассчитать полосовые фильтры на шесть диапазонов. Для начала определяется эквивалентная добротность каждого фильтра по формуле

$$Q = \frac{f \circ}{\Delta f_{.3dB}}$$

где  $f_{o}$  – центральная частота, а в знаменателе полоса пропускания фильтра по уровню -3dB.

С точки зрения конструктивного исполнения удобно использовать параллельные колебательные контуры. Поэтому выбираем трехконтурную схему с емкостной связью по схеме, приведенной на рис. 1.



Рис. 1. Схема фильтра

Преимущества прямого включения входа и выхода без использования емкостного делителя или дополнительной индуктивной катушки очевидны – все это значительно упрощает конструкцию. Значения реактивных элементов фильтра определяем по следующим формулам:

$$L1 = \frac{R_{\rm sx}Q}{2\pi f_0} \cdot C1 = \frac{1}{2\pi f_0 R_{\rm sx}Q}$$

где **Rвх** – входное сопротивление фильтра. В нашем случае входное и выходное сопротивления стандартные – 50 Ом.

Емкость связи С2 выбирается из расчета

$$C2 = C1 / 1.4Q$$
.

## Экспериментальные исследования

По результатам расчетов были получены номиналы емкостей и индуктивностей. Для изготовления катушек использовался провод ПЭВ диаметром 2 мм, поскольку требуется получить не только максимальную добротность колебательного контура, но и минимизировать потери при прохождении ВЧ-сигнала в режиме передачи. Конденсаторы для фильтра использовались высокодобротные с диэлектриком марки NPO. C0G/NP0 – это материал высокостабильного керамического диэлектрика 1-го класса по стандартам EIA. Данный диэлектрик имеет чрезвычайно малые потери, обладает линейным температурным коэффициентом и стабильными электрическими параметрами, мало зависящими от времени, напряжения и частоты. Чип-конденсаторы данного типа имеют никель-барьерные выводы, пригодные для волновой, паровой и конвекционной пайки. Для использования проводящей клеящей смолы опционально предусмотрено изготовление серебро-палладиевых выводов. Компоненты на основе C0G-керамики предназначены для использования в стабильных, прецизионных схемах.

Конденсаторы бескорпусные размером 1812 с максимальным рабочим напряжением 1 кВ.



Внешний вид изготовленного фильтра приведен на рис. 2.

Рис. 2. Экспериментальная конструкция полосовых фильтров КВ диапазона

Для настройки конструкции использовался векторный анализатор OBZOR-TR/1300. По результатам стандартной настройки фильтра приведены АЧХ для двух диапазонов: полосовой фильтр на 7 МГц (рис. 3), полосовой фильтр на 14.1 МГц (рис. 4).

Из рис. 3 видно, что затухание в полосе пропускания составляет -0,58 dB, что является довольно хорошим результатом для низкодобротной системы. Подавление соседнего диапазона ниже: по частоте 3,6 МГц более 60 dB. Подавление соседнего диапазона выше: по частоте 14 МГц в районе 40 dB.

На рис. 5 приведен график КСВ по входу фильтра на диапазон 14 МГц, где хорошо видно, что в рабочей полосе частот КСВ не превышает значения 1,3.



Рис. 3. Полосовой фильтр на центральную частоту 7 МГц



Рис. 4. Полосовой фильтр на центральную частоту 14 МГц



Рис. 5. КСВ по входу фильтра на диапазон 14 МГц

# Выводы

Полученные результаты показали, что простая и недорогая конструкция имеет хорошие параметры. Можно предположить, что при использовании уточненных расчетов и более тщательном изготовлении и настройке характеристики фильтра могут быть улучшены.

#### Список литературы

- 1. Ханзель Г. Справочник по расчету фильтров: пер. с англ. М., 1969.
- 2. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров: пер. с нем. М.: Радио и связь, 1983.
- 3. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике. Схемы, блоки, 50-Омная техника / ред.
- Эрик. М.: Мир, 1990.
  - 4. Палшков В.В. Радиоприемные устройства. М.: Радио и связь, 1984.
  - 5. Радиоприемные устройства / под ред. Л.Г. Барулина. М.: Радио и связь, 1984.

# РАЗРАБОТКА ПРИКЛАДНОГО ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО РАСЧЕТА ЗАДЕРЖКИ РАДИОСИГНАЛА НАВИГАЦИОННЫХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ В ТРОПОСФЕРНОМ СЛОЕ

# Е. И. Гертнер, Р. Д. Маликов, В. М. Владимиров (научный руководитель)

Красноярский научный центр Сибирского отделения Российской академии наук 660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 50 E-mail: gertner.lena@mail.ru

В данной статье рассматривается влияние тропосферной задержки на точность определения координат потребителя. А также разработано программное обеспечение для автоматического расчета задержки радиосигнала навигационных космических аппаратов в тропосферном слое.

#### Введение

Спутниковые навигационные системы (СНС) ГЛОНАСС и GPS со своими наземными и космическими дополнениями все активнее вторгаются в различные сферы человеческой деятельности [1].

Системы продемонстрировали высокие точностные характеристики определения координат, скорости и времени воздушных, космических, морских и наземных подвижных средств.

Принцип действия систем заключается в том, что навигационные спутники излучают специальные электромагнитные сигналы. Аппаратура потребителей, расположенная на объектах, находящихся на поверхности Земли или в околоземном пространстве, принимает эти сигналы и после специальной обработки вырабатывает данные о местоположении и скорости объекта [2].

Для точного определения координат потребителя необходимо учитывать все погрешности, влияющие на задержку электромагнитного сигнала. В том числе, это погрешность часов космического аппарата (КА), задержка передающего тракта КА (задержка в антенне, кабелях, фильтрах и т. д.), погрешность определения координат КА, ионосферная задержка, тропосферная задержка, задержка приемного тракта приемника.

Погрешности КА и приемника устраняют с помощью калибровки. Ионосферная задержка имеет зависимость от длины волны, ее можно полностью устранить при использовании двухчастотных приемников. При наличии измерений дальности для двух частот можно построить такую их комбинацию, в которой нет ионосферной задержки. Таким образом, остается определить величину тропосферной задержки [3].

### Тропосферная задержка

Тропосфера – недиспергирующая среда, то есть показатель преломления и скорость распространения электромагнитного сигнала в тропосфере не зависит от частоты электромагнитного сигнала, вследствие чего тропосферная рефракция не зависит от несущей частоты, не исключается посредством комбинации измерений на частотах L1, L2.

Тропосфера – это нижняя, преобладающая по массе часть земной атмосферы до высоты 10–15 км, в которой сосредоточено 4/5 всей массы атмосферного воздуха. Тропосфера простирается в среднем до высот 8–10 км в полярных широтах, 10–12 км в

умеренных, 16–18 км в тропических. Для нее характерно, что температура здесь с высотой падает в среднем на 0.6°/100 м. Давление воздуха на верхней границе тропосферы соответственно ее высоте: в 5–8 раз меньше, чем у земной поверхности. Следовательно, основная масса атмосферного воздуха находится именно в тропосфере.

Вертикальное распределение температуры в тропосфере зависит от особенностей поглощения солнечного и земного излучений в тропосфере и от конвективной передачи тепла. Солнечные лучи легко проходят через тропосферу, а тепло, которое излучает нагретая солнечными лучами Земля, накапливается в тропосфере: такие газы, как углекислый газ, метан, а также пары воды удерживают тепло.

Задержки радиосигналов в тропосфере появляются в результате уменьшения фазовой скорости радиоволн за счет эффекта поляризации молекул азота, кислорода, углекислого газа, водяного пара.

Тропосфера разделяется на две составляющие: сухую и влажную. Сухая составляющая тропосферы состоит в основном из сухих газов. Влажная составляющая тропосферы является результатом испарения воды.

Задержка, возникающая при прохождении сигнала в сухой части тропосферы может быть определена с высокой точностью, так как сухая часть тропосферы находится в гидростатическом равновесии и к ней может быть применен закон для идеальных газов. Сначала вычисляется сухая задержка в зените  $D_d^z$ , а затем уже сухая задержка для соответствующего возвышения спутника. Обычно используется так называемая функция учета возвышения  $m_d$ . Задержка может при этом увеличиваться в 5 раз [3].

Задержка, вызванная влажной частью тропосферы, гораздо сложнее в моделировании, хотя на нее и приходится всего 10 % общей задержки. В тропосфере массы воды распределены очень нерегулярно и все время находятся в движении. Так же, как и для сухой задержки, влажная задержка сначала вычисляется в зените  $D_w^z$ , а затем при помощи функции учета возвышения  $m_w$  вычисляется общая влажная задержка. В результате тропосферная задержка D находится следующим образом[3]:

$$D = D_d^z \cdot m_d(E) + D_w^z \cdot m_w, \tag{1}$$

где *Е* – возвышение спутника в радианах.

### Модели тропосферной задержки

В настоящее время для учета тропосферной задержки используют математические модели, которые прогнозируют значение задержки по наземным метеорологическим параметрам: температуре, влажности и давлению в точке приема сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) [4].

В 70-е гг. были разработаны две базовые модели тропосферной задержки, на которых базируются все использующиеся на данный момент модели. Это модель Хопфилд и модель Саастамойнена.

# Модель Хопфилд

Модель Хопфилд основана на большом количестве измерений, проведенных с метеозондов в различных местах в течение нескольких лет. Модель создана на основе предположения о том, что температура изменяется в зависимости от высоты с константной скоростью 0,0062 К/м. Это привело к выражению сухой и влажной части тропосферной задержки через полином четвертой степени. В общем виде сухая и влажная тропосферные задержки в зените в модели Хопфилд может быть записана следующим образом:

а) сухая тропосферная задержка в зените

$$D_{d}^{z} = 10^{-6} \cdot k_{1} \cdot \frac{P_{s}}{T_{s}} \cdot \int_{h_{s}}^{h_{d}} \left[ \frac{h_{d} - h}{h_{d} - h_{s}} \right]^{4} \cdot dh = 10^{-6} \cdot k_{1} \cdot \frac{P_{s}}{T_{s}} \cdot \frac{h_{d} - h}{5},$$
(2)  
$$h_{d} - h_{s} = 148,98 \cdot (T_{s} - 4,12);$$

б) влажная тропосферная задержка в зените

$$D_{w}^{z} = 10^{-6} \cdot \left(k_{3} + 273(k_{2} - k_{1})\right) \frac{e_{s}}{T_{s}} \cdot \int_{h_{s}}^{h_{w}} \left[\frac{h_{w} - h}{h_{w} - h_{s}}\right]^{4} \cdot dh$$
  
=  $10^{-6} \cdot \left(k_{3} + 273(k_{2} - k_{1})\right) \frac{e_{s}}{T_{s}} \cdot \frac{h_{w} - h}{5},$  (3)

$$h_w - h_s = 11$$
 км,

где  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$  – константы, которые определяются эмпирическим путем;  $T_s$  – температура в районе приемника в градусах Кельвина;  $P_s$  – атмосферное давление в районе приемника в миллибарах;  $h_s$  – высота приемника над геоидом;  $h_d$  – высота сухой тропосферы над геоидом;  $h_w$  – высота влажной тропосферы над геоидом;  $e_s$  – частичное давление водяного пара в атмосфере на поверхности геоида в миллибарах.

### Модель Саастамойнена

Саастамойнен предположил, что нет необходимости иметь детальное представление о распределении по высоте, чтобы вычислить интеграл задержки.

### Разработанное программное обеспечение

В рамках работ по реализации прикладного программного обеспечения (ПО) для автоматического расчета задержки радиосигнала навигационных космических аппаратов в тропосферном слое была разработана программа, алгоритмы вычисления которой основаны на модифицированной модели Хопфилд. В качестве входных параметров для расчетов выступают: высота фазового центра антенной системы (ФЦА) приемника над общеземным эллипсоидом, расстояние от центра Земли до ФЦА приемника, географическая широта, расчетное значение угла места, температура, давление и относительная влажность в окрестностях антенной системы. В качестве макета для отработки ПО использованы:

- прибор MPK-33 ПрМ, предназначенный для проведения автоматических непрерывных круглосуточных беззапросных измерений текущих навигационных параметров;

- высокоточная активная антенна AM415;
- стандарт водородный частоты и времени Ч1-1006;
- преобразователь метеоданных VaisalaWXT-520;
- технологическая ПЭВМ;
- комплект кабелей.

Секция «Устройства обработки сигналов и навигационные системы»



Рис. 1. Фрагмент главного рабочего окна программы

Программное обеспечение (рис. 1) позволяет скорректировать измеренную псевдодальность навигационного КА на заданном интервале путем вычисления тропосферной задержки сигнала для каждого измерения. На рис. 2 представлены реальные графики суточного пролета НКА системы ГЛОНАСС.





Рис. 2. Суточный пролет навигационного КА ГЛОНАСС, измерение тропосферной задержки для углов места не менее 10 град.

# Заключение

Повышение точности измерений времени прохождения сигнала от навигационного КА до приемника непосредственно влияет на точность определения координат потребителя. В бюджете погрешностей измерений тропосферная задержка играет существенную роль. Разработанное ПО может позволить более эффективно сравнивать различные модели тропосферы, влияние технических характеристик метеостанций на точность измерений, а также непосредственно повышать точность определения координат при использовании как существующих, так и перспективных моделей навигационных приемников.

#### Список литературы

1. Соловьев Ю.А. Системы спутниковой навигации. М.: Эко – Трендз, 2000.

2. Конин В.В. Спутниковые навигационные технологии и системы. Киев: Изд-во Национальный авиационный университет, 2002.

3. Першин Д.Ю. Сравнительный анализ моделей тропосферной задержки в задаче определения местоположения высокой точности в спутниковых навигационных системах ГЛОНАСС/GPS // Вестник НГУ. Сер. Информационные технологии. 2009. Т. 7. Вып. 1.

4. Кашкин В.Б., Владимиров В.М., Клыков А.О. // Успехи современной радиоэлектроники. 2014. № 5. С. 37–42.

# МНОГОЧАСТОТНЫЙ РАДИОГЕЛИОГРАФ

А. В. Губин, С. В. Лесовой, А. Т. Алтынцев, Е. Ф. Иванов

Институт солнечно-земной физики СО РАН 664033, г. Иркутск, ул. Лермонтова, 126а E-mail: lgubin@mail.ru

В докладе представлены текущее состояние многочастотного радиогелиографа, созданного на базе ССРТ, и первые наблюдения на нем. Многочастотный радиогелиограф отвечает высоким требованиям, предъявляемым к радиотелескопам нового поколения, таким как высокая скорость получения изображения, чувствительность, пространственное разрешение. Все эти параметры реализованы одновременно в широком диапазоне частот.

### Введение

Сибирский солнечный радиотелескоп (ССРТ) – это эквидистантный крестообразный интерферометр, состоящий из 256 антенн диаметром 2,5 м. ССРТ предназначен исключительно для исследования Солнца и находится в эксплуатации уже около тридцати лет. Рабочая частота ССРТ 5 730 МГц, пространственное разрешение достигает 21 угловой секунды, принцип получения изображения – частотное сканирование + вращение Земли. Это сооружение входит в список уникальных научных установок России. Несмотря на то, что сооружение 80-х годов постройки, данные, получаемые на ССРТ, играют важную роль в солнечной радиоастрономии. Тем не менее накопился ряд предпосылок для глубокой модернизации ССРТ.

Частотное сканирование не позволяет получать изображения за время, меньшее 2–3 мин, в то время как для совместного использования данных с другими инструментами нужно время порядка 1 с.

Антенны и приемный тракт рассчитаны на работу в узкой полосе частот в окрестности рабочей частоты 5,73 ГГц. Астрофизические задачи требуют изображений в как можно более широкой полосе частот.

При апертурном синтезе больше возможностей для измерения амплитуднофазового распределения по антеннам, соответственно можно ожидать более высокого динамического диапазона изображения.

Чувствительность ограничена потерями в приемном тракте при объединении сигналов от всех антенн, при независимой регистрации сигналов от различных пар антенн существует больше возможностей поднять чувствительность.

Все вышеописанные причины привели к созданию на базе ССРТ принципиально нового инструмента – многочастотного радиогелиографа. Это Т-образный массив антенн диаметром 1.8 м, с минимальным расстоянием между антеннами 4.9 м. Проведение ежедневных наблюдений солнечной активности осуществляется в диапазоне 4–8 ГГц, с временным разрешением порядка 1 с. В настоящий момент в наблюдения запущено 48 антенн из планируемых 96. Передача микроволнового сигнала к приемным устройствам осуществляется по аналоговым оптоволоконным линиям.

Параметры гелиографа:

- полоса частот 4-8 ГГц;
- временное разрешение 1 с;
- динамический диапазон изображения не хуже 20 дБ;
- чувствительность не хуже 100 К;
- динамический диапазон не менее 30 дБ.

### Антенная система

Прямофокусная антенна устанавливается на существующее опорно-поворотное устройство (ОПУ) ССРТ и состоит:

- из параболического рефлектора, диаметром 1.8 м,

- облучателя с возможностью приема двух линейных поляризаций (полоса частот, развязка > 20 дБ, КСВ < 2);

- антенного модуля, в котором расположен квадратурный мост (полоса частот 4.0–8.0 ГГц, неравномерность фазы 1°– 3°, потери 3 дБ), коммутатор (полоса частот 4.0–8.0 ГГц, потери 2 дБ, развязка 28 дБ), усилители (полоса частот 4.0–8.0 ГГц, Ку = 15 дБ, динамический диапазон), оптический модулятор (полоса частот 2–12 ГГц, потери 25 дБ, динамический диапазон 36 дБ в полосе частот 4–8 ГГц).

Ширина диаграммы направленности данной антенны слабо зависит от частоты и составляет порядка 2°. Кабели аналоговых линий связи расположены в тоннеле ССРТ для минимизации фазовых искажений, вызванных перепадами температуры. Часть оптической линии, около 5 м длиной, расположена во внешней среде. Это обуславливает фазовые искажения приблизительно в 2° при дневном перепаде температуры 20°C. Длина всех линий передачи одинакова и составляет 475±0,1 м.

# Приемный модуль

В состав приемного модуля входит: демодулятор оптической линии передачи сигнала, СВЧ-усилитель, смеситель с подавлением зеркального канала, антиалиасинг фильтр, 4-канальный АЦП фирмы AnalogDevices и плата цифрового приемника. Каждый приемник рассчитан на параллельную обработку сигналов от 4 антенн. Диапазон промежуточных частот составляет 10–40 МГц. Обмен данными с коррелятором осуществляется по кабельному решению РСІе, а передача команд и данных по сети Ethernet. Для более стабильной синхронизации с коррелятором длина кабельных линий РСІе не должна превышать 3 м. Приемный модуль имеет формат 1U и монтируется в 19-дюймовый коммуникационный шкаф.



Рис. 1. Функциональная схема платы цифрового приемника

Плата цифрового приемника предназначена для предварительной обработки оцифрованных сигналов от 4 антенн и передачи их по высокоскоростной последовательной линии на коррелятор. В задачи цифрового приемника входят: сэмплирование, формирование полосы частот, компенсация геометрической задержки, формирование IQ сигналов, остановка интерференционных лепестков. На рис. 1 изображена блоксхема предварительной обработки антенного сигнала. Цифровой фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ) формирует рабочую полосу приемника 10 МГц. Также цифровой фильтр используется для реализации тонкой задержки с точностью до 0.1 нс путем переключения набора импульсных характеристик фильтра. Грубая задержка с точностью 10 нс реализована при помощи сдвигового регистра. После цифрового фильтра сигнал попадает на цифровой смеситель, в котором формируются I и Q – компоненты сигнала. Также цифровое гетеродинирование используется для остановки интерференционных лепестков путем управления фазой сигнала гетеродина и для понижения требуемой тактовой частоты передачи данных. Цифровые фильтры после смесителя нужны для выделения необходимой боковой полосы частот, а также для удаления постоянной составляющей. Результирующий цифровой сигнал преобразуется в однобитовый последовательный код для передачи на коррелятор.

Основные компоненты платы цифрового приемника: высокоскоростной HSMC разъем для подключения платы АЦП, программируемая интегральная логическая схема (ПЛИС) Altera EP4CGX110 семейства Cyclone IV для обработки сигналов, кабельный интерфейс PCI-express (PCIe) для высокоскоростной последовательной передачи данных на коррелятор, а также интерфейс Ethernet для контроля и управления работой цифрового приемника. Кроме этого, в состав платы входят: микросхема оперативной памяти для работы программ реализованного в ПЛИС микропроцессора, микросхема энергонезависимой памяти для хранения конфигурации программного обеспечения ПЛИС, дополнительные разъемы для программирования ПЛИС и подключения светодиодного индикатора адреса устройства, DIP – переключатель адреса устройства. Для обеспечения синхронной работы всех цифровых приемников радиогелиографа каждая плата имеет вход внешней тактовой частоты. Для приема тактовой частоты используется одна из высокоскоростных линий кабельного PCIe интерфейса.

## Коррелятор

Коррелятор реализован по технологии System on Programmable Chip (SoPC) на плате DevelopmentKit Stratix IV S4GX530. Основная задача коррелятора – прием входных сигналов от цифровых приемников, вычисление текущего значения комплексных функций видностей, необходимых для построения изображения(1128) и калибровки, амплитуды сигнала каждой из 48 антенн и передача накопленного результата системе сбора и хранения данных многочастотного радиогелиографа.

Также в функции коррелятора входит управление рабочей частотой гетеродина. Управление платой коррелятора и сбор данных в ПК осуществляется по сети Ethernet. Для подключения PCIe кабелей в коррелятор используется переходная плата с разъёмом HSMC, соединенного с трансиверами в ПЛИС. Для максимального использования аппаратных ресурсов трансиверов используется низкоуровневый протокол обмена Basic.

# Данные наблюдений

Начиная с 2016 года многочастотный радиогелиограф включен в регулярные наблюдения солнечной активности. Автоматизирована система запуска программ регистрации и контроля наведения антенн (рис. 2).

Объем ежедневных данных, получаемых на радиогелиографе, порядка 5 Гб в день. Формат записи FITS, по запросу данные адаптируются под пакет CASA, конвертируются в формат ms2 и передаются пользователю. На рис. 3 пример записи данных солнечной активности, полученных с помощью радиогелиографа. Пространственный спектр наглядно информирует об отсутствии сигнала с какой-либо из антенн.

Хорошая избыточность антенной решетки ССРТ позволяет проводить фазовые калибровки с высокой точностью. В настоящее время калибровки проводятся только с использованием наименьших баз. Примеры изображений Солнца с и без фазовой коррекции показаны на рис. 4.



Рис. 2. Ежедневная проверка наведения антенн



Рис. 3. Изображение Солнца на частоте 5 ГГц 08 февраля 2016 07:20:32 UT (левый) и на частоте 6 ГГц 02 марта 2016 01:54:26 UT (правый)



Рис. 4. Пример изображения Солнца: 2016 02 08, 5 ГГц, LCP: слева – без фазовой коррекции; справа – фазовая коррекция с использованием решения, полученного из избыточности наименьших баз

# Заключение

В настоящее время ведутся работы по отладке и дооснащению многочастотного радиогелиографа до 96 антенн. Это позволит улучшить качество получаемого изображения (в части заполнения *uv*-плоскости) и увеличить разрешающую способность инструмента, что особенно критично для более низких частот. Пространственное разрешение 96-антенной решетки определяется базой ССРТ и составит 12–24". В целом данные наблюдений показывают правильность выбранных технических средств и решений, что открывает новые возможности в задачах по измерению корональных магнитных полей.

### Список литературы

1. The multifrequency Siberian Radioheliograph / S.V. Lesovoi, A.T. Altyntsev, E.F. Ivanov, A.V. Gubin // Solar Physics. Vol. 280. Issue 2. P. 651–661. 2012.

2. A 96-antenna radioheliograph / S.V. Lesovoi, A.T. Altyntsev, E.F. Ivanov and A.V. Gubin // RAA. 2014. Vol. 14. № 7. P. 864–868.

3. Grechnev V.V., Lesovoi S.V., Smolkov G.Ya. [и др.]: 2003, Solar Phys., 216, 239, doi:10.1023/A:1026153410061.

# МОДЕЛЬ ИМИТАТОРА ГРУБОГО НАВЕДЕНИЯ ЛАЗЕРНОЙ СИСТЕМЫ ПОИСКА

В. С. Деева, С. М. Слободян (научный руководитель)

Омский государственный технический университет Томский политехнический университет 644050, г. Омск, пр. Мира, 11; 634050, г. Томск, Ленина, 30 E-mail: veradee@mail.ru

Важная характеристика лазерных систем поиска подвижных объектов – поле наблюдения, в пределах которого следует обнаружить искомый объект. Для увеличения поля наблюдения лазерные системы устанавливают на многостепенные динамические платформы. Проведён анализ действия модели по одной координате динамической платформы и исследована возможность её применения для увеличения поля обзора пространства наблюдения лазерной системы.

Оптические и лазерные автоматические системы, выполняющие сканирование поля пространства наблюдения для обнаружения в нем искомого объекта с последующим переходом в режим слежения за его перемещением, в наибольшей мере соответствуют автоматическим средствам контроля пространства наблюдения [1–5].

Принципиальная особенность подобных систем [2, 4] – обнаружение объекта на начальном этапе работы в режиме поиска искомого объекта – является практической мерой её работоспособности. Необнаружение искомого объекта говорит о неработоспособности системы. Обнаружение объекта определяет последовательность дальнейших действий автоматической системы, а именно способность системы к переходу в режимы измерения координат, слежения, контроля и управления объектом и процессом. Поэтому для такого типа систем важно решение проблемы обеспечения наибольшей эффективности именно в процессе ведения поиска и обнаружения.

Режим поиска и обнаружения объекта характеризуется достижением наилучших вероятностных показателей, чувствительностью, помехозащищенностью, точностью, быстродействием и устойчивостью. В итоге эффективность лазерных систем поиска определяется качеством их реализации и степенью оптимизации их параметров.

В настоящее время особую актуальность приобрели задачи контроля канала наблюдения и управления объектами, диагностики параметров и компенсации искажений волнового фронта излучения от объектов при воздействиях турбулентности и мощного излучения на канал их наблюдения и управления. Для увеличения поля наблюдения объектов при осуществлении процедуры их поиска лазерные системы устанавливают на управляемые динамические платформы. Такая необходимость существует и в области контактной сварки элементов атомной энергетики [6].

Динамические платформы могут быть выполнены на широком спектре номенклатуры элементов и устройств, использующих различные физические принципы, лежащие в основе их функционирования как электрических, электромеханических преобразователей энергии и электрических аппаратов [7–13]. Платформы как силовые узлы предназначены для перемещения оборудования в пространстве по многим степеням свободы. Динамические платформы часто выполняют на элементах, в основу работы которых кладут фундаментальные принципы пьезоэлектричества, электромагнетизма, электрических и других физических явлений. Обычно используют явления, вызванные действием электрического и магнитного полей при протекании электрического тока, управления состоянием элементов исполнения отдельных приводов многокоординатных платформ.

Цель исследования включала разработку микропроцессорной (МП) электромеханической системы управления подвижной платформой с лазерной системой наведения на базе рекомендованных операционной средой известных средств разработки программного обеспечения процессоров Texas Instruments. При этом Simulink использован как средство проектирования и имитации работы динамических систем.

Важнейшим направлением развития имитационных средств и устройств является разработка новых принципиальных решений построения программных, алгоритмических и компьютерных средств имитации того или иного процесса в системе, позволяющих более рационально решать задачи, связанные с имитацией и представлением этого информационного или физического процесса.

Задача сильно усложняется, когда в процессе имитации используется виртуальное представление первичной информации разной физической природы. Это усложнение объясняется тем, что первичные преобразователи с различными принципами действия информационный сигнал о состоянии объекта наблюдения преобразуют в разные значения существенно отличающихся друг от друга параметров идентификации состояния объекта. Поэтому создание простых и надёжных средств и алгоритмов имитации процессов и функционирования систем, обладающих при этом достаточной точностью отражения реальности при высоком быстродействии формирования, имитирующего процесс или систему сигнала, до сих пор остаётся актуальным.

Для исследования сформулированы задачи: отработка сигнала задания скорости и ускорения по осям вращения подвижной платформы, с учетом вариаций внешнего возмущения; учет влияния больших моментов инерции механической системы; обеспечение двухкратной перегрузочной способности по моменту нагрузки и др.

В качестве объекта управления принята подвижная динамическая платформа с k степенями свободы. Управление подвижной платформой осуществляется встроенным компьютером по локальной вычислительной сети, построенной на программной базе протоколов Ethernet. Решаемая задача — разработка программно-реализуемой МП-системы управления на основе известных программных средств.

Основная цель исследования – разработка цифровой МП-системы векторного управления приводом платформы в рекомендованной среде создания программного обеспечения процессоров Texas Instruments. В качестве фактора, комплексно объединяющего разнородные преобразователи информации и разные системы, используется их математическое описание, учитывающее с наибольшей полнотой действие всех физических принципов, используемых для получения объединяемых в имитируемом средстве информационных сигналов и систем. Для качественной программно-аппаратной имитации необходимо наличие адекватных реальности математических моделей процессов и систем [1, 13–16].

На виртуальном примере действия платформы по одной [x; y; z; v; t] или по одной (углу места, азимуту, скорости движения и т. п.) из координат измерительной системы пространства наблюдения лазерной системой подвижного объекта проведён анализ возможности практического функционирования программного имитатора динамической платформы с лазерной системой.

На основе стандартных программных средств (Simulink, MatLab, протоколов Ethernet, среды разработки программного обеспечения для сигнальных процессоров Texas Instruments) в операционной среде Windows разработаны математические модели отдельных типов приводов, включая модели оригинальных пьезоприводов многомерного управления [6–16], для виртуального комплекса программной имитации работы динамической платформы. Для части оригинальных решений выполнено имитационное моделирование функционирования приводов в разных режимах виртуального их действия.

Современные имитаторы динамических процессов и объектов обладают сложной структурой. Структурно для лазерных систем поиска и наведения это многоуровневый программно-аппаратный комплекс. Их совершенствование ведёт к ужесточению требований к показателям лазерных и оптических следящих систем, таким как точность, быстродействие и т. п. Для оценки эффективности выполнения требований к лазерным системам подход имитационного моделирования с использованием программных методов часто оказывается наиболее привлекательным.

Заключение

Показана возможность программной реализации системы векторного управления приводом на примере имитации грубого наведения по одной координате движения динамической платформы, нагруженной лазерной системой обнаружения.

Виртуальный алгоритм управления обеспечивает заданный разгон, замедление, торможение, изменения скорости и контроль границ поля наблюдения при изменении углового положения платформы.

#### Список литературы

1. Слободян С.М., Цупин А.А. Лазерные навигационные системы автономных транспортных средств // Успехи современной радиоэлектроники. 1988. № 6. С. 13–20.

2. Слободян С.М. Телевизионная диагностика лазерных пучков. Барнаул: Азбука, 2006. 224 с.

3. Цупин А.А., Слободян С.М. Лазерные средства навигационного оборудования для ориентирования подвижных объектов. М.: Мэйлер, 2013. 166 с.

4. Слободян С.М. Анализ и оптимизация телевизионного принципа сканирования фазового пространства оптическим фазометром: 1. Поисковые траектории // Известия Томского политехнического университета. 2004. Т.307. № 6. С. 40–46.

5. Деева В.С., Слободян С.М. Метод повышения точности МП-датчиков // Электроника и электрооборудование транспорта. 2014. № 2. С. 46–47.

6. Слободян М.С. Управление свойствами соединений сплавов циркония: монография. Томск: Изд-во ТПУ, 2006. 108 с.

7. Слободян М.С., Слободян С.М. Консольный пьезопривод // Датчики и системы. 2003. № 3. С. 47–48.

8. Слободян С.М. Триангуляционный алгоритм трехмерного перемещения зеркала управляемой оптической системы // Метрология. 2003. № 8. С. 29–38.

9. Слободян С.М. Многомернокоординатный привод микроуправления // Известия Томского политехнического университета. 2003. Т. 306. № 5. С. 92–95.

10. Слободян М.С., Слободян С.М. Трехкоординатный пьезопривод // Известия вузов. Приборостроение. 2004. Т. 47. № 1. С. 32–36.

11. Слободян М.С., Слободян С.М., Цупин А.А. Широкоформатный лазерный створ // Известия Томского политехнического университета. 2007. Т. 311. № 2. С. 34–39.

12. Слободян М.С., Слободян С.М., Цупин А.А. Оптический дефлектор корректора волнового фронта // Оптический журнал. 2008. Т. 75. № 5. С. 22–27.

13. Большанин А.А., Слободян С.М., Яковлев А.Р. Самоорганизация лазерного «awl-sight» при наведении объекта // Известия Томского политехнического университета. 2009. Т. 315. № 2. С. 49–52.

14. Слободян С.М., Цупин А.А. Многофункциональные визуально-инструментальные лазерные навигационные комплексы морского применения // Фундаментальные исследования. 2009. № 53. С. 102–103.

15. Деева В.С., Слободян С.М. Метод безопасного восприятия визуальной лазерной навигации // Проблемы безопасности и чрезвычайных ситуаций. 2013. № 5. С. 64–70.

16. Слободян С.М. Лазерный створ дальнего действия для систем визуальной навигации // Датчи-ки и системы. 2015. № 5 (192). С. 32–35.

# УПРАВЛЕНИЕ ТРАЕКТОРИЯМИ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ КОНЦЕПЦИИ FREE FLIGHT – «СВОБОДНЫЙ ПОЛЁТ»

### В. В. Ерохин

Иркутский филиал Московского государственного технического университета гражданской авиации 664047, Россия, г. Иркутск, ул. Коммунаров, д. 3А E-mail: Ww erohin@mail.ru

Разработан алгоритм оптимизации траектории на основе теории оптимального управления динамическими стохастическими системами. Показано, что применение оптимального управления траекторией позволяет повысить точность навигационных определений в интегрированной системе навигации при автоматическом зависимом наблюдении.

Одним из направлений совершенствования системы организации и управления воздушным движением (УВД) является реализация разработанной международной организацией гражданской авиации (ИКАО) концепции – связь, навигация, наблюдение и организация воздушного движения (CNS/ATM), основанной на принципах радиовещательного автоматического зависимого наблюдения (АЗН-В) и его дальнейшего развития Free Flight – «Свободный полёт» [1]. В рамках концепции УВД «Свободный полет» экипаж может выбирать для полета воздушного судна (ВС) условно любую траекторию, формировать свою собственную трассу движения, геометрические параметры которой определяются размерами защитного пространства ВС и существенно зависят от точности навигационно-временных определений (НВО) [1].

Перспективным способом повышения точности и надежности навигационного обеспечения является комплексирование в составе интегрированной системы навигации (ИСН) бортового оборудования (БО) ГНСС, транспондера системы АЗН-В и бесплатформенной инерциальной навигационной системы (БИНС), дополненной баровысотомером (БВ). Совокупность навигационных средств, взаимодействующих объектов может рассматриваться как сложная динамическая информационная система, что приводит к некоторым особенностям ее формализованного описания и комплексной обработки навигационной информации. На рис. 1 показаны принципы навигационновременных определений в ИСН: глобальное навигационно-временное поле (НВП) создается навигационными спутниками (НС) ГНСС, а локальное НВП – наземными станциями АЗН-В. Совместная обработка навигационной информации позволит повысить точность НВО.



Рис. 1. Принципы навигационно-временных определений и оптимизации траектории ВС при комплексной обработке навигационной информации (ВС1 – неуправляемая и ВС2 – управляемая траектории)

Математическая модель траекторного движения ВС в горизонтальной плоскости стандартной нормальной системы координат описывается следующей системой дифференциальных уравнений [2]:

$$\begin{cases}
\frac{dx}{dt} = V \cos \varphi, \\
\frac{dz}{dt} = V \sin \varphi, \\
\frac{d\varphi}{dt} = \omega_{\max} u, \\
\omega_{\max} = k/V,
\end{cases}$$
(1)

где x – ордината положения BC по оси OX в стандартной нормальной системе координат; z – абсцисса положения BC по оси OZ в стандартной нормальной системе координат;  $\varphi$  – направление вектора скорости или угол поворота траектории (угол отсчитывается от оси OX по часовой стрелке);  $\omega_{\text{max}}$  – максимальная величина допустимой угловой скорости; k > 0 – максимальная величина допустимого бокового ускорения BC; V = const > 0 – приборная скорость BC в отсутствии возмущений; u – управление, удовлетворяющее ограничению  $|u| \le 1$ .

Оптимизация траектории ВС основывается на методах теории оптимального управления траекториями, изложенных в [3–5]. Поэтому необходимо решать задачу повышения точности определения местоположения ВС при реализации концепции «Свободный полет» путем оптимизации траектории, основанной на принципах зональной навигации и комплексной обработки навигационной информации в ИСН.

Таким образом, необходимо решить задачу оптимизации траектории BC, обеспечивающей наилучшую точность определения местоположения при заданных начальных условиях и заданном критерии качества. Цель управления состоит в переводе управляемого объекта (BC) из некоторого начального состояния в конечное состояние по заданной траектории  $\lambda^{3ad}$ . Вследствие воздействия возмущений и помех точная реализация этого движения, как правило, невозможна. Поэтому реальное движение  $\lambda$  отличается от заданного на рассматриваемом интервале времени. Мера отклонения выбирается в каждом конкретном случае, ее в ТОУ называют критерием оптимальности. В инженерной практике и современной теории оптимальных систем широкое применение находит обобщенный квадратический функционал ошибки управления [3–5]. Квадратичная функция потерь имеет вид

$$c_{\nu}(\boldsymbol{\lambda}_{\nu}, \mathbf{u}_{\nu}) = (\boldsymbol{\lambda}_{\nu} - \boldsymbol{\lambda}_{\nu}^{3a\mu})^{T} \boldsymbol{\Theta}_{\nu}(\boldsymbol{\lambda}_{\nu} - \boldsymbol{\lambda}_{\nu}^{3a\mu}) + \mathbf{u}_{\nu}^{T} \mathbf{P}_{\nu} \mathbf{u}_{\nu}, \qquad (2)$$

где  $\Theta_v$  и  $\mathbf{P}_v$  – неотрицательно определенные весовые матрицы штрафов;  $\Theta_v$  характеризует степень важности отслеживания той или иной компоненты траектории,  $\mathbf{P}_v$  характеризует затраты на отдельные компоненты вектора управления.

В выражении (2) первое слагаемое характеризует потери за ошибку (отклонение от заданной траектории), второе слагаемое – затраты на управление. Вследствие неотрицательной определенности матриц  $\Theta_v$  и  $P_v$  квадратичные формы, входящие в

функцию потерь, – неубывающие функции от отклонения (ошибки) и соответственно от управления.

Рассмотрим задачу оптимального управления траекторией ВС в постановке, когда у объекта, подверженного действию случайных возмущений, нельзя непосредственно измерить состояние, а можно лишь получить оценку переменных состояния с помощью измерительной системы, которая также подвержена действию случайных возмущений, приводящих к ошибкам измерения. Вектор состояния в задаче управления траекторией представим в виде подвектора  $\lambda^T = |x, z, \psi|$  размерности n=3, включающего параметры модели траекторного движения (1). Далее полагаем, что имеется объект управления (ВС) – некоторая заданная управляемая динамическая система, которая в своем пространстве состояний отображается вектором  $\lambda$ , изменение во времени которого описывается уравнением динамики линейной динамической системы, и уравнение наблюдения в виде

$$\lambda_{\nu} = \Phi_{\nu} \lambda_{\nu-1} + \mathbf{B}_{\nu} \mathbf{u}_{\nu} + \mathbf{n}_{\lambda,\nu}, \qquad (3)$$

где  $\Phi_{v}$  – фундаментальная матрица переходов размерности  $(n \times n)$ ;  $\mathbf{B}_{v}$  – вектор коэффициентов управления;  $\mathbf{u}_{v}$  – вектор управляющих воздействий.  $\Delta t = t_{v} - t_{v-1}$  – темп выдачи измерительных сигналов. Так как управление должно удовлетворять условию физической реализуемости, в каждый момент времени  $t_{v}$ , то  $\mathbf{u}_{v}$  может зависеть только от доступных к данному моменту времени наблюдений, т. е.  $\mathbf{u}_{v} = f(\boldsymbol{\xi}_{v-1})$ .

Всю совокупность спутниковых наблюдений ГНСС и наблюдений в системе АЗН-В можно представить в векторном виде:

$$\boldsymbol{\xi}_{v} = \left| \xi_{1v}, ..., \xi_{lv}, \xi_{(l+1)v}, ..., \xi_{mv} \right|^{T}$$

где *l* – количество HC; *m* – общее количество HC и HOT.

$$\boldsymbol{\xi}_{\nu} = \mathbf{H}_{\nu}\boldsymbol{\lambda}_{\nu} + \mathbf{n}_{\boldsymbol{\xi},\nu}, \qquad (4)$$

где  $\mathbf{H}_{v}$  — матрица направляющих косинусов линии визирования потребитель—источник навигационного сигнала размерности (*m* × *n*).

Применительно к (3), (4) плотность вероятности экстраполированного значения вектора состояния, входящая в выражение (4), на каждом шаге является нормальной [3–5].

$$p(\boldsymbol{\lambda}_{v} | \boldsymbol{\xi}_{1}^{v-1}) = N\{ \widetilde{\boldsymbol{\lambda}}_{v}, \widetilde{\mathbf{R}}_{v} \}.$$

Параметры этой плотности определяются из следующих соотношений:

$$\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{\nu-1} = \tilde{\boldsymbol{\lambda}}_{\nu-1} + \mathbf{K}_{\nu-1} \left[ \boldsymbol{\xi}_{\nu-1} - \mathbf{H}_{\nu-1} \tilde{\boldsymbol{\lambda}}_{\nu-1} \right],$$
(5)

где  $\hat{\lambda}_{\nu-1}$  – апостериорная оценка вектора состояния модели объекта управления по результатам наблюдений;  $\tilde{\lambda}_{\nu-1}$  – априорная оценка вектора состояния  $\hat{\lambda}_{\nu-1}$  до проведения измерений  $\xi_{\nu-1}$ :

$$\widetilde{\boldsymbol{\lambda}}_{v} = \boldsymbol{\Phi}_{v} \hat{\boldsymbol{\lambda}}_{v-1} + \boldsymbol{B}_{v} \boldsymbol{u}_{v};$$

 $\mathbf{K}_{\nu-1}$  – матрица коэффициентов усиления размера  $(n \times m)$ , определяемая в соответствии с выражением

$$\mathbf{K}_{v-1} = \tilde{\mathbf{R}}_{v-1} \mathbf{H}_{v-1}^T \mathbf{V}_{v-1}^{-1};$$

 $\widetilde{\mathbf{R}}_{\nu-1}$  – ковариационная матрица ошибки  $\varepsilon_{\nu} = \lambda_{\nu-1} - \widetilde{\lambda}_{\nu-1}$  априорной оценки  $\widetilde{\lambda}_{\nu-1}$ , которая определяется по формуле

$$\widetilde{\mathbf{R}}_{v} = \mathbf{\Phi}_{v} \mathbf{R}_{v-1} \mathbf{\Phi}_{v}^{T} + \mathbf{\Psi}_{v};$$
(6)

 $\mathbf{R}_{\nu-1}$  – ковариационная матрица ошибки  $\mathbf{\epsilon}_{\nu} = \lambda_{\nu-1} - \hat{\lambda}_{\nu-1}$  апостериорной оценки  $\hat{\lambda}_{\nu-1}$  после проведения измерений  $\xi_{\nu-1}$ :

$$\mathbf{R}_{\nu-1}^{-1} = \widetilde{\mathbf{R}}_{\nu-1}^{-1} + \mathbf{H}_{\nu-1}^{T} \mathbf{V}_{\nu-1}^{-1} \mathbf{H}_{\nu-1}.$$
 (7)

Используя полученные соотношения, получим

$$\mathbf{J}_{v} = \mathbf{M} \Big\{ c_{v} (\boldsymbol{\lambda}_{v}, \mathbf{u}_{v}) \Big|_{\boldsymbol{\xi}_{1}^{v-1}} \Big\} = \int_{\boldsymbol{\lambda}} c_{v} (\boldsymbol{\lambda}_{v}, \mathbf{u}_{v}(\boldsymbol{\xi}_{1}^{v-1})) p(\boldsymbol{\lambda}_{v} \mid \boldsymbol{\xi}_{1}^{v-1}) d\boldsymbol{\lambda}_{v} = \int_{\boldsymbol{\lambda}} c_{v} (\boldsymbol{\lambda}_{v}, \mathbf{u}_{v}(\boldsymbol{\xi}_{1}^{v-1})) N(\widetilde{\boldsymbol{\lambda}}_{v} \mid \widetilde{\mathbf{R}}_{v}) d\boldsymbol{\lambda}_{v} = \widetilde{\boldsymbol{\lambda}}_{v}^{T} \mathbf{Q}_{v} \widetilde{\boldsymbol{\lambda}}_{v} + tr \Big\{ \mathbf{Q}_{v} \widetilde{\mathbf{R}}_{v} \Big\} + \mathbf{u}_{v}^{T} \mathbf{P}_{v} \mathbf{u}_{v} = (\mathbf{\Phi}_{v} \widehat{\boldsymbol{\lambda}}_{v-1} + \mathbf{B}_{v} \mathbf{u}_{v})^{T} \mathbf{Q}_{v} (\mathbf{\Phi}_{v} \widehat{\boldsymbol{\lambda}}_{v-1} + \mathbf{B}_{v} \mathbf{u}_{v}) + tr \Big\{ \mathbf{Q}_{v} \widetilde{\mathbf{R}}_{v} \Big\} + \mathbf{u}_{v}^{T} \mathbf{P}_{v} \mathbf{u}_{v},$$

где tr – математическая операция нахождения следа матрицы.

Минимизируя данный функционал, получим оптимальное управление в сформулированной задаче:

$$\hat{\mathbf{u}}_{\nu} = -\mathbf{L}_{\nu} \hat{\boldsymbol{\lambda}}_{\nu-1},\tag{8}$$

где L<sub>v</sub> – матрица коэффициентов усиления регулятора.

$$\mathbf{L}_{v} = (\mathbf{B}_{v}^{T}\mathbf{Q}_{v}\mathbf{B}_{v} + \mathbf{P}_{v})^{-1}\mathbf{B}_{v}^{T}\mathbf{Q}_{v}\mathbf{\Phi}_{v}.$$
(9)

Соотношения (5)–(7) дают алгоритм оптимального управления линейной стохастической системой с локальным квадратичным критерием качества [15–17]. Уравнения (5)–(7) являются уравнениями фильтра Калмана для дискретных линейных систем, обеспечивающего нахождение оптимальной оценки вектора состояния модели объекта управления с минимальной нормой ковариационной матрицы ошибки оценивания. Соотношения (8), (9) соответствуют случаю определения оптимального управления. Структура алгоритма оптимального управления стохастической системой приведена на рис. 2.



Рис. 2. Структура стохастической системы оптимального управления с оценкой состояния





Рис. 3. Ошибка оценки координаты *х* ВС: 1 – без управления; 2 – с управлением



Рис. 4. Выборочное СКО ошибки оценивания: 1 – без управления; 2 – с управлением

Сравнительный анализ полученных результатов показывает, что отклонение управляемой траектории от заданной уменьшается при реализации алгоритма оптимального управления. Следовательно, применение алгоритма оптимального управления траекторией позволяет повысить точность оценивания фазовых координат объекта управления, при этом уменьшается отклонение текущей (управляемой траектории) от заданной.

На рис. 5, 6 представлены результаты исследования точностных характеристик подсистем ИСН без использования оптимального управления в алгоритме КОИ (рис. 5) и при реализации оптимального управления траекторией (рис. 6).



Рис. 5. Погрешности оценки координаты *х* без управления: 1 – подсистема БИНС/ГНСС при 4 НС;

- 2 подсистема БИНС/ГНСС при 2 НС;
- 3 ИСН при 2 НС и 2 НОТ



Рис. 6. Погрешности оценки координаты *x* с управлением: 1 – подсистема БИНС/ГНСС при 4 НС; 2 – подсистема БИНС/ГНСС при 2 НС; 3 – ИСН при 2 НС и 2 НОТ

Таким образом, комплексная обработка навигационной информации в ИСН позволит повысить точность определения координат за счет применения оптимального управления траекторией. Полученные результаты показывают, что организация оптимального управления траекторией по выбранному критерию приводит к улучшению условий навигационного сеанса и уменьшению погрешности навигационных определений. Реализация оптимального управления траекторией на основе комплексной обработки навигационной информации позволяет повысить точность оценивания фазовых координат объекта управления – ВС, при этом уменьшается отклонение управляемой траектории от заданной.

#### Список литературы

1. Крыжановский Г. А. Концепция и системы CNS/ATM в гражданской авиации. М.: ИКЦ Академкнига, 2003.

2. Воронов Е. М., Карпунин А. А. Обеспечение траекторной безопасности в задаче облета динамической круговой зоны // Электронное научно-техническое издание «Наука и образование». № 12. 2011. С. 1-12.

3. Сейдж Э. П., Уайт Ч. С. Оптимальное управление системами. М.: Радио и связь, 1982.

4. Черноусько Ф. Л., Колмановский В. Б. Оптимальное управление при случайных возмущениях. М.: Наука, 1978.

5. Харисов В. Н., Перов А. И. Некоторые вопросы использования теорий оптимальной фильтрации и оптимального управления для синтеза информационных систем // Радиотехника. № 7. 1996.

# СЕГМЕНТАЦИЯ ТЕКСТУРНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ, ОСНОВАННАЯ НА КОНЕЧНОЗНАЧНОЙ ГИББСОВСКОЙ МОДЕЛИ

А. Ю. Зайцева, В. Н. Васюков (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет 630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20 E-mail: ayuzaitseva@yandex.ru, vasyukov@corp.nstu.ru

Предлагается новый подход к сегментации текстурных изображений, основанный на применении конечнозначной гиббсовской модели для описания текстур. Отличие подхода от ранее известных заключается в использовании модели трехзначного гиббсовского поля. Разработан алгоритм, работоспособность которого подтверждается примерами практической обработки модельных и реальных текстурных изображений.

#### Введение

Значительный интерес для практики цифровой обработки и анализа изображений представляет задача сегментации – разбиения изображения на области, однородные с точки зрения наблюдателя. Результаты сегментации используются при решении задач анализа форм, распознавания объектов и т. д. Однородность означает постоянство некоторых признаков (яркость, цвет, текстура и др.) внутри областей. Сегментация изображения по естественным признакам – яркости или цвету – обычно осуществляется применением к изображению некоторой пороговой процедуры; различные алгоритмы отличаются главным образом способом выбора порога (порогов). Текстурная сегментация представляет собой более сложную проблему, в частности, потому, что не существует единого формального подхода к определению понятия текстуры, являющегося ясным с интуитивной точки зрения. В отличие от яркости или цветовых признаков, которые являются точечными характеристиками, текстура служит характеристикой окрестности точки и отражает регулярность изменений яркости. Различают периодические и стохастические текстуры; вторые представляют больший интерес ввиду того, что большинство реальных текстур являются стохастическими. Поэтому практический интерес представляет разработка стохастических моделей текстур и соответствующих алгоритмов анализа.

Один из перспективных подходов основан на представлении текстурного изображения в виде реализации случайного поля с гиббсовским распределением вероятностей [1, 2]. Преимуществом гиббсовских моделей текстур является марковский характер соответствующих случайных полей, вследствие чего моделирование (генерирование) и анализ текстур производятся на основе их локальных характеристик (условных вероятностей) [3], совокупность которых полностью определяет гиббсовское поле. Алгоритмы генерирования и обработки гиббсовских случайных полей строятся на основе итерационных методов стохастической релаксации (динамических методов Монте-Карло) [3, 4]. Для решения задачи текстурной сегментации строится иерархическая гиббсовская модель, включающая, помимо наблюдаемого текстурного изображения, также скрытое изображение поля меток (карту текстур); при этом условное (апостериорное) распределение карты при условии наблюдения текстурного изображения имеет вид распределения Гиббса. Процедура стохастической релаксации, использующая локальные характеристики этого апостериорного распределения, служит генератором реализаций скрытого поля, которые при определенных условиях [4] сходятся к истинной карте текстур, что и дает решение задачи сегментации [1], оптимальное по критерию максимума апостериорной вероятности (МАВ). Таким образом, сегментация сводится к генерированию наиболее вероятной реализации текстурной карты, совместимой с наблюдаемым текстурным изображением.

### 1. Постановка задачи

Одна из проблем, возникающих при практической реализации этого подхода к текстурной сегментации, состоит в том, что параметры текстур, используемые процедурой стохастической релаксации, должны быть известны заранее или оценены в процессе сегментации. Другая трудность связана с тем, что гиббсовское описание полутоновых изображений в общем случае является чрезвычайно громоздким, что сильно увеличивает объем вычислений, и без того значительный вследствие итерационного характера процедур. С целью сокращения вычислительных затрат при практическом применении гиббсовских моделей для текстурной сегментации в [5] было предложено бинарное описание текстуры, основанное на том, что текстура, как самостоятельный признак не зависит от яркости и контраста изображения в окрестности текущей точки. Текстура характеризует лишь пространственную организацию изменений яркости, поэтому в задаче сегментации текстурное изображение может быть заменено бинарным препаратом, сохраняющим признаки этих изменений. В качестве таких признаков можно использовать, например, контуры, выделяемые известными масочными операторами. Недостатком такого подхода является то, что контуры представляют собой сравнительно редкие линии, разделенные протяженными промежутками, неинформативные со статистической точки зрения.

В настоящей работе предлагается способ предварительной обработки текстурного изображения с целью получения трехзначного препарата текстуры и алгоритм текстурной сегментации на основе гиббсовской иерархической модели. Предлагаемый трехзначный препарат представляется более «насыщенным» и информативным по сравнению с бинарным, что должно повысить качество сегментации. Кроме того, часть работы посвящена проблеме выбора графика понижения температуры, обеспечивающего эффективность сегментации.

# 2. Иерархическая гиббсовская модель

Иерархическая гиббсовская модель текстурного изображения строится в два этапа. Во-первых, задаётся распределение Гиббса ненаблюдаемого поля, описывающего разбиение изображения на непересекающиеся области. Далее это поле называется картой. Во-вторых, для каждой области определяется распределение Гиббса, описывающее текстуру в пределах области. Совокупность текстур представляет собой наблюдаемое изображение. Таким образом, иерархическая модель представляет собой совместное распределение наблюдаемого и ненаблюдаемого полей. На основе этой модели решаются задачи генерирования и сегментации текстурных изображений, для чего используются итерационные процедуры стохастической релаксации [4]. При генерировании вначале порождается карта, а затем соответствующее ей текстурное изображение. При сегментации на основании наблюдаемого изображения генерируется поле, близкое к карте (в идеале совпадающее с ней) и называемое разметкой [1].

Гиббсовская модель карты текстур предполагает, что решётке  $L_M = \{(i, j): 0 \le i < N_1; 0 \le j < N_2\}$  размерами  $N_1 \times N_2$  сопоставлено поле M, представляющее собой совокупность случайных величин  $\{M_s\}, s \in L_M$ , принимающих значения из множества  $\{\mu_1, \mu_2, ..., \mu_K\}$ , где K – количество различных текстур. Множество точек решётки, считающихся попарно соседними, называется кликой. Каждой клике в рамках гиббсовской модели соответствует функция, называемая потенциалом. Реализации карты и её значения в точке s обозначаются соответственно m и  $m_s$ . Карту будем описывать однородной моделью [1], которая предполагает, что множество  $\mathbb{C}_M$  всех клик разбито на непересекающиеся подмножества (семейства), каждое из которых об-

разовано всевозможными сдвигами единственной клики в пределах решётки. При этом всем кликам одного семейства приписывается одна и та же дискретная потенциальная  $\phi_{c}^{M}(\cdot)$ .

Ниже для простоты рассматривается случай изображения с двумя типами текстур, тогда карта представляет собой поле, принимающее значения из множества  $\{-1,1\}$ . Все клики образованы парами точек, геометрически соседними по вертикали или по горизонтали. Потенциалы вертикальных клик назначаются в соответствии со схемой  $\alpha_1^1 \Leftrightarrow \begin{pmatrix} -1 \\ -1 \end{pmatrix}$ ,  $\alpha_2^1 \Leftrightarrow \begin{pmatrix} -1 \\ 1 \end{pmatrix}$ ,  $\alpha_3^1 \Leftrightarrow \begin{pmatrix} 1 \\ -1 \end{pmatrix}$ ,  $\alpha_4^1 \Leftrightarrow \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}$ , потенциалы горизонтальных клик аналогично:  $\alpha_1^2 \Leftrightarrow (-1 \ -1)$ ,  $\alpha_2^2 \Leftrightarrow (-1 \ 1)$ ,  $\alpha_3^2 \Leftrightarrow (1 \ -1)$ ,  $\alpha_4^2 \Leftrightarrow (1 \ 1)$ . При этом окрестность произвольной внутренней точки *s* содержит четыре точки, поэтому существует  $2^4=16$  конфигураций (реализаций) бинарного поля на окрестности первого порядка.

Вероятность реализации *т* карты *М* определяется выражением

$$P_M(M=m) = Z_M^{-1} \exp\left\{-\sum_{c \in \mathbb{C}_M} V_c^M(m)\right\},\tag{1}$$

где нормирующая константа  $Z_M = \sum_{m \in \mathfrak{M}} \exp\left\{-\sum_{c \in \mathbb{C}_M} V_c^M(m)\right\}$  определяется суммирова-

нием по множеству  $\mathfrak{M}$  всех возможных реализаций поля M. Следует отметить, что мощность этого множества  $K^{N_1 \times N_2}$  велика даже при небольших размерах решётки, поэтому найти  $Z_M$  в явном виде удается лишь в исключительных случаях.

Наблюдаемое текстурное изображение будем представлять гиббсовским случайным полем T на решётке  $\mathbf{L}_T = \{(i, j): 0 \le i < N_1; 0 \le j < N_2\}$ . Поле T описывается неоднородной моделью, так как характеристики текстуры в окрестности точки  $s_T \in \mathbf{L}_T$ определяются значением карты в соответствующей точке  $s_M \in \mathbf{L}_M$ . Модель текстурного изображения задается условным распределением:

$$P_{T|M}(T = t | M = m) = Z_{T|M}^{-1} \exp\left\{-\sum_{c \in \mathbb{C}_T} V_c^T(t | m)\right\},\$$

где  $Z_{T|M} = \sum_{t \in \mathfrak{A}} \exp\left\{-\sum_{c \in \mathbb{C}_T} V_c^T(t \mid m)\right\}$  определяется суммированием по множеству  $\mathfrak{A}$ 

всех возможных реализаций поля Т при заданном поле М.

Гиббсовская модель цифрового полутонового изображения слишком громоздка при типичном количестве градаций яркости 256. В работе [5] было предложено вместо полутонового текстурного изображения использовать его бинарный контурный препарат. Для повышения эффективности сегментации предлагается в качестве наблюдаемого поля использовать трехзначный препарат, принимающий значения из множества  $\{-1,0,1\}$ . Значение препарата в точке *s* находится на основе анализа значений изображения в точках 8-окрестности точки *s*. Если большинство значений изображения в точках окрестности больше значения в точке *s*, точке приписывается значение препарата 1. Если в большинстве точек окрестности изображение меньше, чем в точке s, препарат получает значение -1. Если в окрестности содержится поровну точек, в которых изображение больше и меньше значения в точке s, препарат в этой точке приравнивается нулю. Трёхзначный препарат, получаемый таким способом, представляется более информативным по сравнению с бинарным контурным препаратом.

Гиббсовское описание наблюдаемого уровня иерархической модели строится на основе парных вертикальных и горизонтальных клик. Потенциалы клик обозначаются в

соответствии со схемой: 
$$\alpha_1^1 \Leftrightarrow \begin{pmatrix} -1 \\ -1 \end{pmatrix}, \alpha_2^1 \Leftrightarrow \begin{pmatrix} -1 \\ 1 \end{pmatrix}, \alpha_3^1 \Leftrightarrow \begin{pmatrix} 1 \\ -1 \end{pmatrix}, \alpha_4^1 \Leftrightarrow \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}, \alpha_5^1 \Leftrightarrow \begin{pmatrix} -1 \\ 0 \end{pmatrix}$$
 и

т. д., при этом существует 34=81 конфигурации трехзначного поля на окрестности.

# 3. Сегментация

Задача сегментации может быть сформулирована как задача нахождения реализации карты, доставляющей максимум апостериорной вероятности, что эквивалентно максимизации совместного распределения, поскольку текстура при этом фиксирована:

$$P_{TM}(T = t, M = m) = Z_M^{-1} Z_{T|M}^{-1} \times \exp\left\{-\sum_{c \in \mathbb{C}_M} V_c^M(m) - \sum_{c \in \mathbb{C}_T} V_c^T(t|m)\right\}.$$
 (2)

Точное решение этой задачи крайне затруднено высокой размерностью и многомодовым характером целевой функции. Для приближённого решения применяется метод стохастической релаксации [1, 4], при этом в выражение (2) вводится управляющий параметр T(t), называемый температурой и зависящий от номера t итерации, что приводит при соответствующем выборе зависимости T(t) к заострению мод последовательности распределений и приближению реализаций к состоянию с максимальной вероятностью (минимальной энергией). Любая реализация, полученная по прошествии достаточного времени, может быть выбрана в качестве приближенного решения задачи сегментации (процедура известна как «моделируемый отжиг»). Теоретически оптимальный график T(t) понижения температуры [4] обеспечивает нахождение решения лишь при  $t \to \infty$ , поэтому актуален поиск графика, обеспечивающего достаточно высокое качество сегментации при приемлемом количестве итераций.

При выполнении процедуры стохастической релаксации подразумевается, что значения потенциалов известны. На самом деле приходится использовать их оценки. По наблюдаемому трехзначному полю выполняется локальное оценивание параметров трехзначного гиббсовского поля, заключенного в скользящем окне прямоугольной формы, с последующей кластеризацией точек изображения на два класса (два типа текстур). Таким образом выполняется грубая сегментация изображения. Затем внутри областей, занятых точками одного класса, методом, предложенным в [6], находятся оценки потенциалов клик трехзначного поля, а также оценки потенциалов клик управляющего поля, которые используются для окончательной сегментации.

# 4. Экспериментальные результаты

Далее приведены примеры сегментации модельных и реальных изображений. Чтобы смоделировать текстурное изображение с двумя типами текстур, сначала должна быть сгенерирована бинарная карта. Далее внутри областей карты генерируются текстуры с различающимися параметрами (потенциалами).

Изображение на рис. 1, *а* было смоделировано в качестве бинарной карты для текстурного изображения. Области карты были заполнены трехзначными реализациями гиббсовских полей (рис. 1, *б*). Результат грубой сегментации показан на рис. 1, *в*. Ре-
зультат окончательной сегментации модельного текстурного изображения представлен на рис. 1, *г*, при этом график понижения температуры имеет вид  $T(t = I) = C/(1 + I^{0.8})$ , где константа *C*=0.996 определяется эмпирически, а *I* – номер итерации процесса стохастической релаксации.



Рис 1. Сегментация модельного изображения

Для сегментации реального текстурного изображения (рис. 2) был использован гиперболический закон понижения температуры вида T(t) = B/I, где B=0.08.



Рис. 2. Сегментация реального текстурного изображения размера 128×128 пикселов (*a* – полутоновое изображений; *б* – трехзначный препарат; *в* – результат грубой сегментации; *г* – результат окончательной сегментации)

## Заключение

Предложен новый подход к сегментации текстурных изображений с использованием предварительной обработки изображения, подлежащего сегментации. В качестве наблюдаемого уровня предлагается использовать препарат, принимающий значения –1, 0 и 1. Полученная модель достаточно проста и лучше отражает свойства текстур, чем бинарная модель, предложенная в [5]. Разработанная модель и алгоритм на её основе продемонстрировали работоспособность как на модельных, так и на реальных изображениях. Для обеспечения более высокой эффективности сегментации требуются дальнейшие исследования.

#### Список литературы

1. Gimel'farb G. Image Textures and Gibbs Random Fields. – Dordrecht, The Netherlands, Kluwer Academic Publishers, 1999. 250 p.

2. Derin H., Elliott H. Modelling and Segmentation of Noisy and Textured Images using Gibbs Random Fields // IEEE Trans., Vol. PAMI-9. 1987. № 1. P. 39–55.

3. Winkler G. Image Analysis, Random Fields and Dynamic Monte Carlo Methods. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 1995, 324 p.

4. Geman S., Geman D. Stochastic Relaxation, Gibbs Distributions, and the Bayesian Restoration of Images // IEEE Trans., PAMI-6. 1984. № 6. P. 721–741.

5. Vasyukov V.N. Image Processing Algorithms Based on Finite-State Gibbs Models, The 1st International Forum on Strategic Technology, Ulsan, 2006. P. 287–288.

6. Васюков В. Н. Оценивание параметров конечнозначных гиббсовских полей с использованием достаточных статистик // Автометрия. 2001. № 4. С. 110–118.

# ФАЗОВЫЕ И АМПЛИТУДНЫЕ СЦИНТИЛЛЯЦИИ ПРИ ВОЗМУЩЕНИЯХ ИОНОСФЕРЫ

К. А. Катков, Е. К. Катков, В. П. Пашинцев (научный руководитель)

Северо-Кавказский федеральный университет 355000, г. Ставрополь, ул. Кулакова, 2 E-mail: kkatkoff@mail.ru

Ошибка слежения за фазой навигационного радиосигнала в навигационной аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем складывается из дисперсии флуктуации фазы радиосигнала, дисперсии теплового шума и дисперсии собственных шумов генератора. В данной работе рассматривается влияние ионосферных сцинтилляций, вызванных повышением среднего квадратичного отклонения (СКО) флуктуации электронной концентрации в ионосфере, на флуктуацию фазы навигационного радиосигнала. При этом полагается, что величина СКО флуктуации электронной концентрации (ЭК) соответствует сильным ионосферным возмущениям искусственного характера.

Известно [1–3], что наибольшее влияние на показатели качества спутниковых радионавигационных систем (СРНС) оказывает ионосфера. Исследования [1, 4, 5] рассматривают методы повышения точности местоопределения при искусственных возмущениях ионосферы (ИВИ). При этом полагается, что навигационные радиосигналы, приходящие на вход навигационной аппаратуры потребителя (НАП), идеально отслеживаются системой фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). В то же время сильные сцинтилляции фазы и амплитуды принимаемого сигнала могут привести к срыву слежения за фазой в системе ФАПЧ. В этом случае навигационные определения станут невозможны.

Известно [2, 8], что пространственные  $(\rho, z = x, y, z)$  изменения электронной концентрации (ЭК) в ионосфере  $N(\rho, z) = \overline{N}(z) + \Delta N(\rho, z)$  можно описать совокупностью изменения по высоте (z) ее среднего (фонового) значения  $\overline{N}$  и пространственных флуктуаций ЭК  $\Delta N(\rho, z)$  в мелкомасштабных неоднородностях ионосферы. Последние характеризуются спектральной плотностью мощности флуктуаций ЭК ( $\Phi_{\Delta N}(q)$ ), которая хорошо аппроксимируется степенным законом  $\Phi_{\Delta N}(q) \sim q^{-\nu}$  распределения неоднородностей пространственного спектра  $q = 2\pi/l$  с показателем степени  $\nu$ , где l – масштаб ионосферных неоднородностей в диапазоне  $l_{\min} \leq l \leq L_0$  от минимального ( $l_{\min} \sim$ несколько метров) до максимального ( $L_0 \sim$  несколько километров).

Дисперсия флуктуаций фазы принимаемого НАП навигационного радиосигнала описывается выражением вида [8]

$$\sigma_{\varphi S}^{2} = k^{2} l_{p} q_{0}^{-1} \frac{\Gamma(\nu - 1/2) \cdot C_{S}}{4\pi \cdot \Gamma(\nu + 1/2) \cdot q_{0}^{2\nu - 2}},$$
(1)

где  $k = 2\pi/\lambda = 2\pi f_0/c$ ;  $l_p$  – длина пути навигационного радиосигнала в неоднородной ионосфере;  $\Gamma(v \pm 1/2)$  – гамма-функция Эйлера; v – степенной индекс спектральной плотности распределения;  $q_0 = 2\pi/L_0$  – пространственная частота спектра неоднородностей наибольшего масштаба;  $C_s$  – мощность турбулентности коэффициента преломления. Последняя описывается выражением [8]

Секция «Устройства обработки сигналов и навигационные системы»

$$C_{s} = \frac{\sigma_{n}^{2} \cdot (4\pi)^{3/2} \Gamma(\nu + 1/2)}{\Gamma(\nu - 1) \cdot q^{-2\nu + 2}} \quad , \tag{2}$$

где  $\sigma_n^2$  – дисперсия флуктуаций коэффициента преломления  $n(\rho, z)$  ионосферы. Она связана с дисперсией флуктуаций ЭК в неоднородностях ионосферы  $\sigma_{\Delta N}^2$  выражением [2, 9]

$$\sigma_n^2 = \left(\frac{r_e \lambda^2}{2\pi}\right)^2 \sigma_{\Delta N}^2 = \left(\frac{r_e \lambda}{k}\right)^2 \sigma_{\Delta N}^2 = \left(\frac{40, 4}{f_0^2}\right) \sigma_{\Delta N}^2, \qquad (3)$$

где  $r_e$  – классический радиус электрона 2,818·10<sup>-15</sup> м;  $r_e \lambda = 80,8\pi/cf_0$ ; 80,8 – коэффициент с размерностью [м<sup>3</sup>/c<sup>2</sup>].

Согласно [8–12] наиболее существенный вклад в функцию спектральной плотности мощности флуктуаций ( $\Phi_{\Delta Ne}$ ) вносят пространственные частоты ( $q_0 = 2\pi/L_0$ ), масштаб которых является максимальным. Поэтому в дальнейших вычислениях будем учитывать только максимальный размер ионосферных неоднородностей ( $L_0$ ).

Искусственные возмущения в слое F ионосферы характеризуются количественным изменением интенсивности мелкомасштабных неоднородностей  $\beta$  (от  $10^{-2}$  до 1) и максимальной средней ЭК  $\overline{N}_m$  (от  $2 \cdot 10^{11} \div 2 \cdot 10^{12}$  эл/м<sup>3</sup> до  $2 \cdot 10^{14}$  эл/м<sup>3</sup>). Это обуславливает возрастание среднеквадратического отклонения (СКО) флуктуаций ЭК в мелкомасштабных неоднородностях ионосферы на высоте  $(h = h_m)$  максимума ионизации:  $\sigma_{\Delta N} = \sigma_{\Delta N}(h_m) = \beta \overline{N}_e(h_m) = \beta \overline{N}_m$  (от  $2 \cdot 10^9$  эл/м<sup>3</sup> до  $2 \cdot 10^{10}$  эл/м<sup>3</sup> при естественных возмущениях ионосферы и до  $2 \cdot 10^{14}$  эл/м<sup>3</sup> при искусственных) [2, 10].

В неоднородной ионосфере навигационный радиосигнал проходит путь  $l_p = h_3 \sec \Theta$ , где  $h_3$  – эквивалентная толщина ионосферы (500 км);  $\Theta$  – зенитный угол навигационного космического аппарата. Фазовый спектральный индекс *p* в ряде работ [2, 7] определяется как  $p = 2\nu$ . С учетом этих формул выражение (1) для дисперсии флуктуаций фазы принимаемого навигационного радиосигнала примет вид

$$\sigma_{\varphi S}^{2} = \left(\frac{80, 8\pi\sigma_{\Delta N}}{cf_{0}}\right)^{2} L_{0}h_{\beta}\sec\Theta\frac{\Gamma(p/2-1/2)}{\sqrt{\pi}\Gamma(p/2-1)}.$$
(4)

Значение *p* зависит от состояния ионосферы. Считается, что величина *p* обычно изменяется в пределах 1, 7 < *p* ≤ 2, в то время как при сильных ионосферных возмущениях значение *p* может возрастать до 4 и даже до 6. В соответствии с выражением (4) на рис. 1 представлены зависимости СКО флуктуации фазы сигнала ( $\sigma_{\phi S}$ ) от СКО флуктуаций ЭК в ионосфере ( $\sigma_{\Delta N} = 10^9 \dots 10^{12}$  эл/м<sup>3</sup>) при различных значениях индекса *p*=2...5 и при типовых значениях остальных параметров:  $f_0 = 1, 6 \cdot 10^9$  Гц ,  $L_0 = 10^3$  м,  $h_3 = 5 \cdot 10^5$  м,  $\Theta = 30^\circ$ . Анализ этих графиков показывает, что при спектральном индексе *p* ≥ 3, и их

разность растет по мере увеличения СКО флуктуаций ЭК ( $\sigma_{\Delta N}$ ) в мелкомасштабных неоднородностях возмущенной ионосферы.



Рис. 1. Зависимость СКО флуктуаций фазы сигнала  $\sigma_{\varphi S}$  от СКО флуктуаций ЭК в ионосфере  $\sigma_{\Delta N}$ при различных значениях фазового спектрального индекса *p*:  $a - \sigma_{\Delta N} = 10^9...10^{11}$  эл/м<sup>3</sup>;  $\delta - \sigma_{\Delta N} = 10^{11}...10^{12}$  эл/м<sup>3</sup>

Известно [6–15], что возрастание мелкомасштабных неоднородностей в возмущенной ионосфере обуславливает рост не только флуктуаций фазы принимаемого навигационного сигнала, но и флуктуаций его амплитуды (т. е. мерцаний, замираний). Для оценки глубины ионосферных замираний в точке приема используется индекс мерцаний ( $S_4$ ). Он определяется как нормированная дисперсия флуктуаций интенсивности (I) принимаемого сигнала:

$$S_4 = \sqrt{\left[\left\langle I^2 \right\rangle - \left\langle I \right\rangle^2\right] / \left\langle I \right\rangle^2} \,. \tag{5}$$

Различают три уровня интенсивности мерцаний. Значение  $S_4 < 0,3$  характеризует мерцания низкой интенсивности;  $0,3 \le S_4 \le 0,6$  – средней интенсивности;  $S_4 > 0,6$  – высокой интенсивности. Измерения [6] показывают, что при естественных возмущениях ионосферы типичное значение индекса мерцаний для экваториальных областей  $S_4 \approx 0,3$  и в редких случаях достигает  $S_4 \approx 0,5...0,8$ . В высоких широтах индекс мерцания достаточно мал и редко превышает  $S_4 \approx 0,2$ .

Индекс мерцаний в точке приема связан с пространственными спектром распределения мелкомасштабных неоднородностей ЭК и дисперсией флуктуации фазы радиосигнала достаточно сложным соотношением [11]. При выполнении условий дальней зоны используется более простое выражение [12] Секция «Устройства обработки сигналов и навигационные системы»

$$S_4 = \sqrt{1 - \exp(-2\sigma_{\varphi S}^2)} \,. \tag{6}$$

С учетом (4) выражение (6) примет вид

$$S_{4} = \sqrt{1 - \exp\left[-2\left(\frac{80, 8\pi\sigma_{\Delta N}}{cf_{0}}\right)^{2} L_{0}h_{3}\sec\Theta\frac{\Gamma(p/2 - 1/2)}{\sqrt{\pi}\Gamma(p/2 - 1)}\right]}.$$
 (7)

Согласно (7) индекс мерцаний  $S_4$  будет зависеть от величины СКО флуктуаций ЭК в мелкомасштабных неоднородностях ионосферы ( $\sigma_{\Delta N}$ ) и зенитного угла ( $\Theta$ ) навигационного космического аппарата (НКА). На рис. 2 приведены зависимости  $S_4$  от  $\sigma_{\Delta N}$ , построенные согласно (7) при различных значениях  $\sigma_{\Delta N} = 10^9...10^{12}$  эл/м<sup>3</sup> и спектрального индекса p = 2...5 для зенитных углов  $\Theta = 85^\circ$  и  $\Theta = 0^\circ$  (т. е вертикальном распространении радиоволн) и типовых параметров  $f_0 = 1, 6 \cdot 10^9$  Гц,  $L_0 = 10^3$  м,  $h_3 = 5 \cdot 10^5$  м.



Рис. 2. Зависимость индекса мерцаний  $S_4$  от СКО флуктуаций электронной концентрации в ионосфере  $\sigma_{\Delta N}$  при различных значениях индекса *p* и угла:  $a - \Theta = 85^0$ ;  $\delta - \Theta = 0^0$ 

Анализ этих графиков показывает, что изменение спектрального индекса p от 2 до 5 дает существенные изменения индекса  $S_4$ . При этом значение  $S_4$  при p=2 достаточно сильно отличается от значений  $S_4$ , когда спектральный индекс принимает значения от

p=3 до p=5. В ряде исследований [6 – 8], посвященных ионосферным сцинтилляциям, спектральный индекс полагается *p*=2. Это оправдано, когда речь идет о нормальной или естественно возмущенной ионосфере. Можно предположить, что в случаях сильной ионосферной сцинтилляции, вызванной искусственными возмущениями ионосферы, необходимо полагать значение спектрального фазового индекса  $p \ge 2,5$ . Также можно отметить, что мерцания высокой интенсивности  $(S_4 > 0, 6)$  для навигационных сигнапригоризонтных НКА ( $\Theta$ =85<sup>0</sup>) возникают при достижении ЛОВ величины  $\sigma_{_{\Delta N}} \approx 1,5 \cdot 10^{10}$ ... 2,5 · 10<sup>10</sup> эл/м<sup>3</sup> (при  $p \ge 2,5$ ) и  $\sigma_{_{\Delta N}} \approx 2,5 \cdot 10^{11}$  эл/м<sup>3</sup> (при p = 2). Для сигналов зенитных НКА ( $\Theta$ =0<sup>0</sup>) мерцания высокой интенсивности ( $S_4 > 0, 6$ ) возникают при достижении СКО флуктуаций ЭК в ионосфере значений  $\sigma_{_{\Delta N}} \approx 5 \cdot 10^{10} \dots 8 \cdot 10^{10}$  эл/м<sup>3</sup> (при  $p \ge 2,5$ ) и  $\sigma_{\Delta N} \approx 6 \cdot 10^{11}$  эл/м<sup>3</sup> (при p = 2). Следовательно, значения  $\sigma_{\Delta N}$ , при которых возникают мерцания высокой интенсивности, в зависимости от выбора спектрального индекса могут отличаться на порядок. Это требует строгого обоснования выбора спектрального индекса р при исследовании фазовых и амплитудных сцинтилляций, вызванных искусственными возмущениями ионосферы.

#### Список литературы

1. Спутниковая навигация при ионосферных возмущениях / В.П. Пашинцев, К.А. Катков, Р.П. Гахов [и др.]. Ставрополь: СевКавГТУ, 2012. 259 с.

2. Маслов О.Н., Пашинцев В.П. Модели трансионосферных радиоканалов и помехоустойчивость систем космической связи. Приложение к журналу «Инфокоммуникационные технологии». Вып. 4. Самара: ПГАТИ, 2006. 357 с.

3. Богуш Р.Л., Гильяно Ф.У., Непп Д.Л. Влияние частотно-селективных эффектов распространения радиоволн на автоматическое слежение за сигналом в приемниках широкополосных систем связи // ТИИЭР. 1981. Т. 69. № 7. С. 21–32.

4. Пашинцев В.П., Катков К.А., Гахов Р.П. Адаптивный алгоритм определения вектора пространственно-временных координат // Вопросы радиоэлектроники. 2013. Т. 4. № 1. С. 138–150.

5. Оценка погрешности измерения псевдодальности в спутниковых радионавигационных системах при возмущениях ионосферы в слое F / B.П. Пашинцев, М.А. Солчатов, А.М. Спирин, К.А. Катков // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2007. Т. 10. № 6. С. 8–13.

6. Scintillations effects on satellite to Earth links for telecommunication and navigation purposes / Yannick Béniguel, Biagio Forte, Sandro M. Radicella, Hal J. Strangeways, Vadim E. Gherm and Nikolay N. Zernov // Annals of geophysics. 2004. Supplement to vol. 47. № 2/3. P. 1179–1199.

7. Robert S. Conker, M. Bakry El-Arini, Christopher J. Hegarty and Thomas Hsiao Modeling the effects of ionospheric scintillation on GPS//Satellite-Based Augmentation System availability // Radio Science. Vol. 38. № 1. 1001. Doi:10.1029/2000rs002604, 2003. P 1–23.

8. Rino C.L. A power law phase screen model for ionospheric scintillation, 1, Weak scatter // Radio Sci., 14(6), 1979. P. 1135–1145.

9. Е Гундзе, Лю Чжаохань. Мерцания радиоволн в ионосфере // ТИИЭР. 1982. Т.70. №4. С. 5–29.

10. Пашинцев В.П., Солчатов М.Э., Гахов Р.П. Влияние ионосферы на характеристики космических систем передачи информации: монография. М.: Физматлит, 2006. 184 с.

11. Кравцов А.Ю. Прохождение радиоволн через ионосферу Земли. М.: Радио и связь, 1983. 224 с.

12. Рытов С.М., Кравцов Ю.Н. Татарский В.И. Введение в статистическую радиофизику. Ч. 2. Случайные поля. М.: Наука. 1978. 468 с.

13. Модель пространственно-временного канала космической связи / В.П. Пашинцев, М.Э. Солчатов, Р.П. Гахов, А.М. Еремин // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2003. Т. 6. № 5. С. 63–69.

14. Маслов О.Н., Пашинцев В.П. Структурно-физическая модель трансионосферного канала связи // Инфокоммуникационные технологии. 2007. Т. 5. № 3. С. 19–25.

15. Пашинцев В.П. Влияние частотно-селективных замираний на измерение времени запаздывания сигналов систем космической связи // Радиотехника и электроника. Т. 43. № 4. 1998. С. 410–414.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ РАССОГЛАСОВАНИЯ В ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО НАВИГАЦИОННОГО СИГНАЛА ПРИ ЕГО ИМИТАЦИИ НА ОЦЕНКУ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ

Н. М. Крат<sup>1</sup>, А. А. Савин<sup>2</sup>

<sup>1</sup>АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнева 662972, г. Железногорск, ул. Ленина, 52 E-mail: nik54312007@yandex.ru; <sup>2</sup>Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40 E-mail: saasavin@mail.ru

При калибровке имитаторов навигационных сигналов оценивается задержка имитируемых сигналов. Рассогласование в цепи между имитатором и анализатором навигационных сигналов приводит к появлению систематической погрешности оценки задержки. В статье приведены результаты анализа влияния параметров отражения (комплексного коэффициента отражения в ВЧ-цепи и задержки отраженного сигнала относительно прямого) на оценку времени задержки. Оценены предельные значения систематической погрешности при оценке задержки по фазе несущей частоты и дальномерному коду. Получены выражения, позволяющие рассчитать значение систематической погрешности оценки задержки при заданных параметрах отражения и значении несущей частоты.

## Введение

Для поверки навигационной аппаратуры потребителя (НАП), работающей по сигналам спутниковых радионавигационных систем, применяются имитаторы навигационных сигналов (ИНС). ИНС, в свою очередь, калибруют с применением анализаторов навигационных сигналов (АНС). При калибровке ИНС с использованием АНС имеет рассогласование в линии передачи ВЧ-сигнала (ИНС – кабель – АНС). Рассогласование приводит к появлению отраженного сигнала, амплитуда и фазовый сдвиг которого определяются комплексными коэффициентами отражения (КО) в данной линии передачи.

Задержка отраженного сигнала относительно прямого (далее – дополнительная задержка) определяется удвоенной электрической длиной ВЧ-кабеля, поэтому неизменна. Таким образом, на входе АНС, используемого при калибровке ИНС во время имитации сигналов присутствует паразитный сигнал. Наличие паразитного сигнала приводит к появлению систематической погрешности в оценке задержки полезного сигнала, значение которой может достигать 600 пс [1].

В статье приведены результаты анализа влияния рассогласования на оценку задержки для его учета при калибровке ИНС.

## Постановка задачи

Цель работы – получение выражения для расчета значения систематической погрешности оценки задержки при известных КО и дополнительной задержке отраженного сигнала. Это позволит разработчикам определить степень значимости данной систематической погрешности и при необходимости учитывать её при калибровке ИНС.

Для достижения поставленной цели необходимо провести анализ алгоритма оценки задержки сигнала, реализуемого в АНС. Анализ должен быть направлен на определение разности оценок задержек при наличии отраженного сигнала и при его отсутствии.

### Описание математических моделей

Сигнал на входе АНС можно описать следующим выражением:

$$s_{\rm BX}(t) = s_{\rm HOJ}(t) + s_{\rm OTD}(t) + n(t), \tag{1}$$

где s<sub>вх</sub> – сигнал на входе АНС (суммарный сигнал); s<sub>пол</sub> – полезный сигнал; s<sub>отр</sub> – отраженный сигнал; n – белый шум; t – время.

Полезный и отраженный сигналы можно описать следующими выражениями:

$$s_{non}(t) = A(t)\exp\left(j \cdot \left[\varphi(t) + 2\pi f_0 t + \varphi_0\right]\right),\tag{2}$$

$$s_{orp}(t) = |\Gamma|A(t - \Delta t)exp(j \cdot [\phi(t - \Delta t) + 2\pi f_0(t - \Delta t) + \phi_0 + \phi_{KO}]), \quad (3)$$

где  $A(t), \varphi(t)$  – законы амплитудной и фазовой модуляций сигнала,  $|\Gamma|$ ;  $\varphi_{K0}$  – модуль и фаза произведения комплексных КО входа АНС и выхода ИНС;  $\Delta t$  – дополнительная задержка на удвоенной длине кабеля;  $f_0$  – значение несущей частоты сигнала;  $\varphi_0$  – начальная фаза несущей.

# Анализ работы алгоритма оценки задержки в присутствии отраженного сигнала

Современные навигационные приемники позволяют определять задержку навигационного сигнала (HC) по дальномерному коду и по фазе несущей HC, поэтому необходимо провести анализ применительно к двум этим методам.

В случае оценки по фазе несущей, погрешность оценки задержки определяется следующим образом:

$$\Delta \tau = \frac{\Delta \varphi}{2\pi \cdot f_0},\tag{4}$$

где Δτ – погрешность оценки задержки сигнала; Δφ – разность мгновенных фаз несущих полезного и суммарного сигналов.

Разность мгновенных фаз несущих можно найти, рассмотрев треугольник, сторонами которого являются векторы, соответствующие мгновенным значениям комплексных амплитуд прямого, отраженного и суммарного сигналов (рис. 1).



Рис. 1. Векторная диаграмма сигналов на входе АНС

На рис. 1 используются следующие обозначения:  $\Psi_0(t) = \varphi(t) + 2\pi f_0 t + \varphi_0 - пол$  $ная фаза прямого сигнала; <math>\Psi_{orp}(t) = \varphi(t - \Delta t) + 2\pi f_0(t - \Delta t) + \varphi_0 + \varphi_{KO}$  – полная фаза отраженного сигнала;  $\Psi_{\Sigma}(t)$  – полная фаза суммарного сигнала. Искомая разность фаз равна разности полных фаз прямого и суммарного сигналов ( $\Delta \varphi = \Psi_{\Sigma} - \Psi_0$ ).

При условии что на интервале  $\Delta t$  не было скачков фазы, обусловленных модуляцией (т. е.  $\varphi(t) = \varphi(t - \Delta t)$ ), погрешность оценки задержки равна: Секция «Устройства обработки сигналов и навигационные системы»

$$\Delta \tau = \frac{1}{2\pi \cdot f_0} \cdot \operatorname{arctg}\left(\frac{|\Gamma|\sin\left(\varphi_{KO} - 2\pi f_0 \Delta t\right)}{1 + |\Gamma|\cos\left(\varphi_{KO} - 2\pi f_0 \Delta t\right)}\right).$$
(5)

Анализ (5) приводит к выводу, что максимальное при заданной несущей частоте значение погрешности (с учетом малости |Г| по сравнению с единицей) составляет

$$\Delta \tau \approx \frac{|\Gamma|}{2\pi \cdot f_0}.$$
 (6)

Например, при коэффициенте отражения, равном 0,001 на несущей частоте 1,6 ГГц максимальное значение погрешности составляет 0,1 пс.

Далее рассмотрим оценку времени задержки НС по дальномерному коду. Традиционным методом определения задержки по коду является корреляционный метод [2]. В этом случае значение систематической погрешности можно получить исходя из выражений для модулей корреляционных функций (КФ) для полезного и суммарного сигналов.

Модуль КФ для полезного сигнала

$$|K_0(\tau)| = \left| \int_0^{T_{\Pi \subset \Pi}} A(t)A(t-\tau) \exp\left[j(\varphi(t)-\varphi(t-\tau))\right] dt \right|,\tag{7}$$

где  $K_0(\tau)$  – значение автокорреляционной функции сигнала в точке  $\tau$ ;  $T_{ncn}$  – длительность одного периода дальномерного кода HC.

Модуль КФ для суммы полезного и отраженного сигналов (учитывая (3))

$$\left|K_{\Sigma}(\tau)\right| \approx \left|K_{0}(\tau)\right| + \left|K_{0}(\tau - \Delta t)\right| \cdot |\Gamma| \cdot \cos\left(\varphi_{\mathrm{K}0} - 2\pi f_{0}\Delta t\right).$$
(8)

Второе слагаемое в (8) представляет собой КФ только отраженного сигнала. Его наличие приводит к появлению систематической погрешности оценки задержки.

Погрешность оценки задержки можно найти, приравняв производные от (7) и (8) по времени к нулю и определив разность абсцисс точек пересечения производными нуля (т. е. определив разность положений максимумов КФ). Полагая, что дополнительная задержка намного меньше длительности чипа дальномерного кода, производные от (7) и (8) в районе момента прихода сигнала можно описать линейными функциями, коэффициенты (тангенсы углов) наклона которых связаны выражением

$$|K_{\Sigma}(\tau)|' = |K_0(\tau)|' \cdot (1 + |\Gamma| \cdot \cos{(\phi_{K0} - 2\pi f_0 \Delta t)}).$$
<sup>(9)</sup>

Графическая интерпретация взаимосвязи производных приведена на рис. 2.



Рис. 2. Производные модулей КФ прямого и суммарного сигналов в районе нуля  $(|K_{\Sigma}(\tau)|' = tg(\alpha_{\Sigma}), |K_0(\tau)|' = tg(\alpha_0))$ 

Описанные производные пересекаются в точке, соответствующей моменту прихода отраженного сигнала (в этот момент составляющая КФ, соответствующая отраженному сигналу, достигает максимума). Выразив искомую систематическую погрешность через коэффициенты наклона и учитывая взаимосвязь последних, а также малость модуля КО по сравнению с единицей, получим

$$\Delta \tau \approx \Delta t \cdot |\Gamma| \cdot \cos \left( \varphi_{K0} - 2\pi f_0 \Delta t \right). \tag{10}$$

Выражение (10) позволяет сделать следующие выводы:

- зависимость погрешности от несущей частоты носит гармонический характер;
- период функции систематической погрешности обратно пропорционален дополнительной задержке;
- максимальное значение погрешности пропорционально модулю КО и дополнительной задержке;
- несмотря на то, что отраженный сигнал всегда приходит позже прямого, существуют условия, при которых систематическая погрешность будет отрицательной.

## Разработка программного обеспечения и моделирование

Для исследования систематической погрешности корреляционного метода в условиях рассогласования было разработано программное обеспечение (ПО) и проведено моделирование [3]. Разработанное ПО позволяет сформировать сигнал на входе АНС согласно (1), рассчитать, отобразить соответствующие КФ и определить систематическую погрешность оценки задержки.

На рис. 3 представлены полученные с применением разработанного ПО графики нормированных модулей КФ в области максимума для трех различных значений несущей частоты (при  $|\Gamma|=0,01$ ,  $\Delta t = 20$  нс). Исследуемый сигнал представляет собой один период дальномерного кода L1OF ГЛОНАСС [4].

Разность абсцисс максимумов функций 1 и 2, а также 2 и 3, изображенных на рис. 3, *a*, по модулю составляет 200 пс. Более отчетливо это видно на рис. 3, *б*, где приведены производные соответствующих функций.



Рис. 3. Нормированные модули КФ в районе максимума при разных значениях несущей частоты: 1 – 1 575 МГц; 2 – 1 563 МГц; 3 – 1 550 МГц

Рис. 3, *а* и 3, *б* соответствуют (10), они получены при моделировании с частотой дискретизации 20 ГГц, поэтому различие положений максимумов видно отчетливо. Жирные линии на данных рисунках соответствуют случаю, когда наличие отраженного сигнала не приводит к появлению систематической погрешности (модули исходной и искаженной КФ, а также их производные практически совпадают).

На рис. 4 представлены зависимости систематической погрешности от частоты для четырех разных условий отражения ( $\Delta t$ : 20 и 40 нс;  $|\Gamma|$ : 0,01 и 0,03).



Рис. 4. Семейство функций систематической погрешности от частоты при разных параметрах отражения:  $I - |\Gamma| = 0.03$ ;  $\Delta t = 40$  нс;  $2 - |\Gamma| = 0.03$ ;  $\Delta t = 20$  нс;  $3 - |\Gamma| = 0.01$ ;  $\Delta t = 40$  нс;  $4 - |\Gamma| = 0.01$ ;  $\Delta t = 20$  нс

Положение максимума КФ рассчитывалось как положение вершины аппроксимирующей параболы. Рис. 4 подтверждает выводы, следующие из анализа (10). Различие значений, полученных при моделировании и согласно (10), не превышает 50 пс.

## Заключение

В данной статье проведен анализ влияния рассогласования на оценку задержки навигационного сигнала, в результате которого получены выражения, позволяющие определить значение систематической погрешности при оценке задержки навигационного сигнала по фазе несущей и по коду (корреляционным методом).

Коррекция погрешности заключается в том, что рассчитанное значение погрешности (10) должно быть вычтено из значения задержки HC, которое будет получено в результате работы АНС при измерении параметров сигналов с выхода калибруемого ИНС.

## Список литературы

1. Savin A.A. An Adaptive Estimation Algorithm for GNSS Simulators Calibration by Using the Least Mean Squares Method // 2nd IEEE International Workshop on Metrology for Aerospace ed., MAS-2015, Benevento, Italy, 2015. P. 1–5.

2. Ширман Я.Д., Голиков В.Н. Теоретические основы радиолокации: учеб. пособие для вузов. М.: Советское радио, 1970. 560 с.

3. Крат Н.М. Моделирование корреляционной обработки навигационного сигнала при наличии одиночного отражения с постоянными параметрами. Решетневские чтения: материалы XIX Междунар. науч.-практ. конф., посвящ. 55-летию Сиб. гос. аэрокосмич. ун-та им. ак. М.Ф. Решетнева (10–14 ноября 2015, г. Красноярск): в 2 ч. / под общ. ред. Ю.Ю. Логинова; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. Красноярск, 2015. Ч. 1. 604 с. С. 236–238.

4. Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС (Интерфейсный контрольный документ, пятая редакция). М.: Координационный науч.-инфор. центр Российской Федерации, 2008. 74 с.

# ОЦЕНКА КАЧЕСТВА НЕРЕКУРСИВНОГО АЛГОРИТМА ПОМЕХОПОДАВЛЕНИЯ ДЛЯ ДВУХ СПОСОБОВ ФОРМИРОВАНИЯ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ МАТРИЦЫ АДДИТИВНОЙ СМЕСИ

Е. В. Кузьмин, В. А. Вяхирев

Институт инженерной физики и радиоэлектроники Военно-инженерный институт ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет» 660074, Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: EKuzmin@sfu-kras.ru, KuzminEV@mail.ru

В работе рассматриваются нерекурсивный алгоритм помехоподавления при формировании корреляционной матрицы по отсчётам классифицированной и неклассифицированной выборки аддитивной смеси сигнала, помехи и шума. Исследуется качество подавления широкополосной помехи, характеризуемое коэффициентом подпомеховой видимости, а также коэффициентом прохождения сигнала. Представлены результаты имитационного моделирования, демонстрирующие зависимость выбранных показателей качества от мощности широкополосной помехи.

В современных радиоэлектронных системах одной из важнейших проблем является обеспечение функционирования на фоне помех с различной природой возникновения [1]. Для решения этой проблемы привлекаются разнообразные методы и средства, такие как введение сложных видов модуляции и помехоустойчивого кодирования; оценка и компенсация помеховых воздействий, а также применение адаптивных антенных решёток [1, 2]. В данной работе рассматривается обработка аддитивной смеси вида

$$y(t) = A_s s(t) + n(t, \sigma_n) + m(t, \sigma_m), \qquad (1)$$

где s(t) – полезный широкополосный сигнал с амплитудой  $A_s$ ; n(t) – белый гауссовский шум с дисперсией  $\sigma_n^2$ ; m(t) – широкополосная помеха с дисперсией  $\sigma_m^2$ , причём особый интерес представляет случай, при котором  $\sigma_m^2 \gg \sigma_n^2$ . Отсчёты аддитивной смеси (1), наблюдаемые с интервалом дискретизации  $T_{d}$ , используются для формирования вектор-столбцов **Y**.

Выходной сигнал нерекурсивного алгоритма помехоподавления, не учитывающий последующее умножение справа на вектор-гипотезу ожидаемого сигнала, может быть записан в виде [3, 4, 5]:

$$S = \mathbf{Y}^{\mathrm{T}} \mathbf{\Phi}^{-1}, \qquad (2)$$

где  $\Phi = \mathbf{Y}\mathbf{Y}^{\mathrm{T}}$  – корреляционная матрица (КМ) обучающей выборки, для формирования которой рассмотрим два случая. Первый случай предполагает наличие возможности формировать КМ по отсчётам суммарного помехового процесса  $y_{nm}(t) = n(t,\sigma_n) + m(t,\sigma_m)$ :  $\Phi_{nm} = \mathbf{Y}_{nm}\mathbf{Y}_{nm}^{\mathrm{T}}$  [1–4]. Второй случай (наиболее часто встречающийся) предполагает доступность лишь неклассифицированной обучающей выборки (1), при этом КМ записывается как  $\Phi_y = \mathbf{Y}_y \mathbf{Y}_y^{\mathrm{T}}$  [1–4]. При подстановке корреляционных матриц  $\Phi_{nm}$  и  $\Phi_y$  в (2) получим выходные сигналы вида

$$S_1 = \mathbf{Y}^{\mathrm{T}} \mathbf{\Phi}_{nm}^{-1},$$
  

$$S_2 = \mathbf{Y}^{\mathrm{T}} \mathbf{\Phi}_{y}^{-1}.$$
(3)

Введём показатель качества помехоподавления, показывающий подавление помеховых процессов, а также ослабление полезного сигнала в алгоритмах (3). Таким показателем качества является коэффициент подпомеховой видимости [6]:

$$K_{\Pi\Pi B} = \frac{\left(P_{nm}/P_{s}\right)_{BX}}{\left(P_{nm}/P_{s}\right)_{BLX}} = \frac{P_{nm}^{BX}}{P_{nm}^{BLX}} \cdot \frac{P_{s}^{BLX}}{P_{s}^{BX}} = K_{\Pi} \cdot K_{c}, \qquad (4)$$

представляемый отношением «помеха/сигнал» на входе обработки к соответствующему отношению на выходе. Также коэффициент подпомеховой видимости можно представить произведением коэффициента подавления помехи  $K_n$  и коэффициента прохождения сигнала  $K_c$ .

На рис. 1, 2 соответственно показаны зависимости коэффициента прохождения сигнала  $K_c$  и коэффициента подпомеховой видимости от мощности суммарного помехового процесса  $P_{nm} = 20 \lg(\sigma_n + R_l \sigma_m)$ , оцениваемой по формируемым в модели отсчётам процесса  $y_{nm}(t)$ . Величина  $R_l = 0.1l$ , l = 0, 1, ..., 100 показывает диапазон изменения дисперсии помехового процесса  $m(t, \sigma_m)$  во входной выборке (1). Дисперсия шума принята единичной:  $\sigma_n^2 = 1$ . При проведении имитационного моделирования в качестве сигнальной компоненты в (1) рассмотрен широкополосный сигнал с линейной частотной модуляцией вида  $A_s \cos(at + bt^2)$ . На представленных рисунках цифрой l отмечены характеристики, полученные при формировании КМ по отсчётам классифицированной выборки, содержащим суммарный помеховый процесс; амплитуда сигнала полагалась равной  $A_{s1} = 1$ . Характеристики 2–4 соответствуют реальному случаю формирования КМ по отсчётам неклассифицированной выборки процесса (1) и соответствуют разным амплитудам сигнала:  $A_{s2} = 0.01\sigma_n$ ,  $A_{s3} = 0.1\sigma_n$ ,  $A_{s5} = 2\sigma_n$ .



Рис. 1. Зависимость коэффициента прохождения сигнала от мощности суммарного помехового процесса

Как видно из рис. 1, коэффициент прохождения сигнала  $K_c$  имеет заметную зависимость от мощности помехи  $P_{nm}$ . Для рассмотренных условий при обработке сигнала на фоне шума и широкополосной помехи наибольшие потери сигнала  $K_c \approx -3\,\mathrm{g}\mathrm{E}$  обнаружены для случая интенсивного сигнала  $A_s = 2\sigma_n$  и сравнительно небольшой интенсивности помехи. При увеличении мощности помехи потери сигнала уменьшаются и коэффициент прохождения сигнала  $K_c \rightarrow 0\,\mathrm{g}\mathrm{E}$ . Для рассмотренных ситуаций, соответствующих малым амплитудам сигнала  $A_s < \sigma_n$ , коэффициент прохождения сигнала мал:  $K_c \rightarrow 0\,\mathrm{g}\mathrm{E}$  во всём рассмотренном диапазоне мощностей помехи.



Рис. 2. Зависимость коэффициента подпомеховой видимости от мощности суммарного помехового процесса

Как видно из рис. 2, для случая формирования КМ по отсчётам классифицированной обучающей выборки, а также для выбранного диапазона изменения сигнальнопомеховых условий коэффициент подпомеховой видимости  $K_{nnn} \approx 46...86 \, \text{дБ}$ . При формирования КМ по отсчётам неклассифицированной обучающей выборки наблюдается ухудшение коэффициента подпомеховой видимости от 3 дБ до 20 дБ при минимальной из рассмотренных амплитуд сигнала. Для рассмотренных ситуаций, соответствующих малым амплитудам сигнала  $A_s < \sigma_n$ , коэффициент подпомеховой видимости оказывается равным  $K_{nnn} \approx 25...66 \, \text{дБ}$ . Наибольшие значения данного коэффициента соответствуют случаям наиболее интенсивной помехи, что представляет практический интерес. Рассмотренные же случаи интенсивного сигнала  $A_s > \sigma_n$ , показывающие существенное снижение показателя качества  $K_{nnn}$ , приведены для общности результатов, поскольку в современных радиоэлектронных системах при указанных условиях дополнительное помехоподавление, как правило, не требуется.

Выводы. Рассмотренные алгоритмы помехоподавления при неклассифицированной выборке аддитивной смеси сигнала, широкополосной помехи и шума обеспечивают коэффициент подпомеховой видимости на уровне 25...66 дБ при интенсивности полезного сигнала меньшей, чем интенсивность шума. Указанный показатель качества тем выше, чем выше интенсивность источника помехи.

## Список литературы

1. Алмазов В.Б., Манжос В.Н. Получение и обработка радиолокационной информации. ВИРТА ПВО, 1985.

2. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радио и связь, 2003.

3. Кузьмин Е.В., Ботов М.И., Вяхирев В.А. Особенности обнаружения и измерения параметров радиосигналов на фоне интенсивных внешних помех. Научно-технические серии. Сер. Радиосвязь и радионавигация. Вып. 3. Радионавигационные технологии: монография / под ред. А.И. Перова, И.Б. Власова. М.: Радиотехника, 2013. С. 55–59.

4. Кузьмин Е.В., Вяхирев В.А. Сравнительный анализ помехоустойчивости последовательных процедур поиска шумоподобного сигнала // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. [Электронный ресурс]. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2014. 606 с. С. 121–124.

5. Кириллов С.Н., Слесарев А.С. Быстрый алгоритм поиска и обнаружения фазоманипулированного сигнала спутниковой системы передачи информации, адаптивный к действию узкополосных помех // Вестник РГРТУ. № 1 (27). 2009.

6. Ботов М.И., Вяхирев В.А. Основы теории радиолокационных систем и комплексов: учеб. / под общ. ред. М. И. Ботова. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2013. 530 с.

## ОБОСНОВАНИЕ СТАТИСТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ИЗОБРАЖЕНИЙ СРЕДСТВ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ

Б. В. Лежанкин, Н. П. Малисов

Иркутский филиал Московского государственного технического университета гражданской авиации 664047, Россия, Иркутск, ул. Коммунаров, д. 3А E-mail: lezhbor@mail.ru

Приведена структура глобальной системы аэрокосмического мониторинга. Предложено представление радиолокационного изображения (РЛИ) в виде двумерного случайного поля, основной статистической характеристикой которого является плотность распределения отсчетов яркости. На основании этого обосновано представление однородных участков РЛИ моделью гауссовской случайной величины с математическим ожиданием, зависящим от удельной эффективной площади рассеяния соответствующего участка местности, и дисперсией, определяемой интенсивностью спекл-шума.

Развитие средств дистанционного зондирования Земли и околоземного пространства (атмосфера, ионосфера, магнитосфера), систем получения координатной информации (GPS, ГЛОНАСС) и информационных технологий привело к созданию глобальных систем аэрокосмического мониторинга. Обеспечивая оперативное слежение за земной и водной поверхностью и состоянием окружающей среды, системы аэрокосмического мониторинга позволяют решать задачи разведки, картографии, прогнозирования глобальных природных процессов, в том числе опасных, управления транспортными потоками, поиска полезных ископаемых, государственного и муниципального управления, научных исследований и т. п.

Наиболее полное решение задач оперативного слежения за земной поверхностью и состоянием окружающей среды обеспечивается структурой глобальной системы аэрокосмического мониторинга, развертываемой Федеральным космическим агентством России. Система включает в себя космический, авиационный и наземный сегменты (рис. 1).



Рис. 1. Структура глобальной системы аэрокосмического мониторинга

Космический сегмент включает орбитальную группировку, состоящую из космических аппаратов (КА), расположенных на разных орбитах (низких и геостационарных), функционально использует орбитальную группировку КА связи и ретрансляции, а также информацию глобальных навигационных систем ГЛОНАСС,

GPS и Galileo. Авиационный сегмент включает авиационные средства (самолеты, вертолеты, дирижабли, беспилотные авиационные комплексы), предназначенные для оперативного решения задач локального характера, не реализуемых возможностями космических средств. Наземный сегмент системы включает наземные комплексы выведения и управления КА (ракетно-космические комплексы, наземный комплекс управления КА), наземный специальный комплекс.

Эффективность системы глобального аэрокосмического мониторинга определяется возможностями применяемых средств наблюдения. Одним из таких средств наблюдения являются радиолокационные станции бокового обзора, в частности радиолокационные станции с синтезированной апертурой антенны (PCA).

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, принятой антенной РЛС. Основной статистической характеристикой РЛИ для цифровой обработки изображений является плотность распределения отсчетов яркости.



Рис. 2. РЛИ участка местности

Определим характер распределения случайной величины f на основе анализа экспериментальных РЛИ. Для анализа было использовано РЛИ участка местности с объектами (рис. 2), полученное 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 рисунке выделены области расчета плотности вероятности однородных участков местности: вода – 1; суша – 2; объект – 3.

На рис. З показаны гистограммы плотности распределения отсчетов яркости для выделенных участков местности: а) вода, б) суша и в) объект соответственно. Из построенных гистограмм видно, что характер распределения яркости пикселя имеет вид, приближенный к гамма-распределению, что подтверждается критерием согласия Пирсона  $\chi^2$  (при значении числа степеней свободы более 4 вероятность согласованности теоретического распределения и статистического распределения яркости пикселя составляет более 0,99) [3].



Рис. 3. Гистограммы плотности распределения отсчетов яркости

Таким образом, анализ статистических характеристик экспериментального РЛИ позволяет сделать вывод о том, что распределение случайной величины f может быть аппроксимировано гамма-распределением:

$$P(f) = \frac{a^{N} f^{N-1} e^{-af}}{\Gamma(a)},$$
(1)

где *N* – число некогерентных накоплений изображения, что подтверждается в работе [4].

Основываясь на работах [4], изображение можно описать мультипликативной математической моделью. Однородный участок (ОУ) на изображении РСА представим в виде произведения:

$$f = \sigma_0 \cdot v \cdot I \,, \tag{2}$$

где f – значение яркости пикселя ОУ; v – случайная величина с математическим ожиданием  $M\{v\}=1$ , обусловленная изменением удельной эффективной площади рассеяния (УЭПР) относительно своего среднего значения  $\sigma_0$  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 математического 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 его, получим

$$\ln f = \ln \sigma_0 + \ln I + \ln \nu \tag{3}$$

или

$$Z = \ln \sigma_0 + x + n, \qquad (4)$$

где  $Z = \ln f$ ;  $x = \ln I$ ;  $n = \ln v$ .

Результаты исследований статистических характеристик РЛИ после гомоморфного преобразования рассматривались в [4], 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 [4], для большинства подстилающих поверхностей с растительным покровом случайная величина x является гауссовской и не зависит от случайной величины п. Принимая во внимание тот факт, что случайные величины Z и x являются гауссовскими, распределение случайной величины n 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 n с известными параметрами.



Рис. 4. Гистограммы распределения яркости после преобразования

На рис. 4 представлены гистограммы распределения яркости пикселя ОУ (вода, суша и объект соответственно) после выполнения гомоморфного преобразования. Гистограммы распределения яркости пикселя в результате гомоморфного преобразования приобрели вид, приближенный к гауссовскому (нормальному) распределению.

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. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли: учеб. пособие для вузов / под ред. Г.С. Кондратенкова. М.: Радиотехника, 2005. 368 с.

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

3. Венцель Е.С. Теория вероятностей. М.: Наука, 1969.

4.Лежанкин Б.В., Галиев С.Ф. Сокращение избыточности радиолокационного изображения на основе калмановской фильтрации // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2004. № 3–4.

# ПАВ-ФИЛЬТРЫ ДЛЯ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩЕЙ РАДИОАППАРАТУРЫ

Н. Ю. Малий, Г. С. Никонова, И. В. Никонов (научный руководитель)

Омский государственный технический университет 644050, Омск, пр. Мира, д. 11 E-mail: info@omgtu.ru

Приведена структурная схема узкополосного приемо-передающего модуля. Представлены характеристики полосовых фильтров на поверхностных акустических волнах, примененных в радиоаппаратуре связи.

Устройства на поверхностных акустических волнах (ПАВ) являются перспективными функциональными узлами для применения в современной приемо-передающей радиоаппаратуре для частотных диапазонов от десятков мегагерц до единиц гигагерц. Однако все еще не решены многие проблемы проектирования ПАВ-устройств, связанные с температурными и технологическими уходами характеристик [1, 2]. Как правило, приходится разрабатывать собственные алгоритмы для синтеза топологии преобразователей.

Для устройства связи были разработаны и применены узкополосные ПАВфильтры для тракта промежуточной частоты (ПЧ) узкополосного радиомодуля (рис. 1). Авторами при синтезе топологии преобразователей ПАВ-устройств использовались разработанные ими алгоритмы, аналогичные рассмотренным в [3].



Рис. 1. Узкополосный приемный модуль

Радиомодуль реализован с вынесенной радиоголовкой. При эксплуатации радиоприемное устройство располагается в непосредственной близости от антенны, что минимизирует потери в фидере и уменьшает наводки от другого оборудования. Узкополосный приемный модуль выполнен по схеме с переносом частоты на ПЧ 70 МГц и последующей оцифровкой сигнала. В качестве фильтров промежуточной частоты разработанного радиомодуля используются ПАВ-фильтры с шириной полосы пропускания 30 кГц. Фильтр первой ПЧ состоит из двух ПАВ-элементов, включенных по схеме фильтр – усилитель – фильтр. Применение ПАВ-устройств в качестве частотноизбирательных элементов фильтров промежуточной частоты было обусловлено их высокими динамическими характеристиками, низкой себестоимостью при серийном производстве. Они технологичны, так как имеют корпуса SMD-исполнения, обеспечивающие возможность автоматизированного монтажа. Небольшие размеры фильтров в сочетании с высокими параметрами в полосах пропускания и задерживания позволяют обеспечить затухание за полосой более 120 дБ (при каскадном включении), при малых потерях в полосе пропускания и коэффициенте шума 7 дБ.



На рис. 2 представлена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) модуля с полосовым фильтром на поверхностных акустических волнах.

Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика фильтра ПЧ

Использование ПАВ-фильтров в устройстве связи позволило снизить уровень вносимого затухания до 6 дБ и менее в зависимости от относительной ширины полосы пропускания фильтра ( $\Delta f/$ fhom). Величина неравномерности амплитудно-частотной характеристики в полосе пропускания ПАВ-фильтра определялась вариантом конкретной разработки, при этом максимально допустимое значение для данной разработки составляет 3 дБ (1,5 дБ на каждый ПАВ-фильтр). Избирательность каждого фильтра по ближайшему несмежному каналу, в соответствии с требованиями, составляет не менее 70 дБ. Усилитель ПЧ обеспечивает подавление сигнала за полосой пропускания на уровне 120 дБ.

Полученная чувствительность приемного тракта при применении полосовых ПАВ-фильтров была менее 1 мкВ при отношении сигнал/шум 20 дБ (по напряжению).

Чувствительность приемного тракта предварительно рассчитывалась с учетом коэффициентов шума функциональных узлов приемного тракта:

$$K_{III} = K_{III1} + \frac{(K_{III2} - 1)}{K_{\Pi 1}} + \frac{(K_{III3} - 1)}{K_{\Pi 1} \cdot K_{\Pi 2}} + \frac{(K_{III4} - 1)}{(K_{\Pi 1} \cdot K_{\Pi 2} \cdot K_{\Pi 3})},$$

где

К<sub>ш1</sub> – коэффициент шума преселектора (3 дБ);

К<sub>ш2</sub> – коэффициент шума смесителя (10,5 дБ);

 $K_{m3}$  – коэффициент шума усилителя промежуточной частоты с фильтрами на ПАВ (6 дБ);

К<sub>п1</sub> – коэффициент усиления преселектора (7 раз);

К<sub>п2</sub> – коэффициент усиления смесителя (1,35 раза);

К<sub>п3</sub> – коэффициент усиления УПЧ (5 раз).

Результаты применения ПАВ-устройств в конкретной разработанной радиоаппаратуре, а также характеристики примененных фильтров подтверждают возможность эффективного применения акустоэлектронных фильтров на поверхностных акустических волнах для радиоаппаратуры КВ и УКВ-диапазонов частот.

#### Список литературы

1. Никонова Г.С., Никонов И.В. Повышение температурной стабильности ПАВ устройств // Материалы XI междунар. науч.-техн. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП-2012. Т. 4. Новосибирск: НГТУ, 2012. С. 52–54.

2. Никонова Г.С., Никонов И.В., Шевелева В.В. Принципы температурной стабилизации ПАВустройств // Сборник тезисов II Всеросс. науч.-техн. конф. «Системы связи и радионавигации», состоявшейся в г. Красноярске 27–28 августа 2015. Красноярск, 2015. С. 280–284.

3. Никонова Г.С., Никонов И.В. Минимизация фазовых шумов ПАВ генератора за счет системного проектирования // Известия высших учебных заведений. Физика / ТГУ. 2015. № 8–2. С. 114–117.

# ЗАДАЧА ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛА В ПРОГРАММНО-АППАРАТНОМ ПРИЕМНИКЕ ГЛОНАСС

## М. А. Межетов, С. В. Туринцев

Иркутский филиал ФГБОУ ВПО «Московский государственный технический университет гражданской авиации» 664047, г. Иркутск, ул. Коммунаров, 3

E-mail: basek@rambler.ru

Повышение точности навигационных определений одночастотных приемников на сегодняшний день решается путем использования функциональных дополнений (GBAS, SBAS и т. д.), а также алгоритмически в самом приемнике. Для оценки адекватности различных решений, как правило, применяется постобработка данных приемных пунктов международной сети IGS при помощи программных математических моделей, поскольку программное обеспечение реального приемника является закрытым. Разработка программно-аппаратного приемника с открытым программным обеспечением позволит осуществлять проверку любых алгоритмических решений в реальном масштабе времени.

В качестве основы для создания программно-аппаратного приемника выбрана платформа фирмы National Instruments NI PXIe-1065 с набором сменных модулей: NI PXI-2596 – ВЧ-коммутатор; NI PXI-5691 – малошумящий усилитель; NI PXI-5661 – векторный анализатор (рис. 1).

Для решения задачи обнаружения спутникового сигнала (вхождения в связь по частоте и задержке) в программно-аппаратном приемнике могут применяются различные методы поиска [1]. Применительно к платформе NI PXIe-1065, в которой на выходе аналого-цифрового преобразователя данные представлены в виде I и Q-компонент, наилучшим образом подходит схема обнаружения, представленная на рис. 2 [2].



Рис. 1. Схема последовательного поиска по задержке и параллельного по частоте

Реализация схемы обнаружения в программно-аппаратном приемнике осуществлялась в два этапа, на первом этапе адекватность работы алгоритма поверялась путем моделирования в программе MatCad, на втором и третьем этапах применялось полунатурное моделирование с использованием программы Labview и специализированного имитатора сигналов CH-3803 (рис. 2).



Рис. 2. Схема соединения модулей в платформе NI PXIe-1065

Результат моделирования входного сигнала S(t) и получение из него составляющих I и Q представлено на рис. 3–5.



Рис. 5. Мнимая составляющая Q(t)

Реализация быстрого преобразования Фурье (БПФ) квадратурных составляющих и кода псевдодальности представлена на рис. 7–9.



Рис. 8. БПФ мнимой Q(t) составляющей S(t)



Рис. 9. Спектр кода псевдодальности C(t<sub>k</sub>-т)

Сигнал на входе порогового устройства представлен на рис. 10. Положение пика относительно начала координат говорит о несовпадении кода псевдодальности принятого сигнала и кода псевдодальности генерируемого в приемнике, а по амплитуде пика принимается решение о настройке на частоту принятого сигнала.



Рис. 10. Сформированный сигнал на входе порогового устройства

На втором этапе проектирования была разработана модель формирования и приёма сигнала ГЛОНАСС в программной среде Labview [3]. При создании модели сначала была решена задача формирования дальномерного кода, состоящего из 511 элементов кода. В состав формирователя кода входит девятиразрядный сдвиговый регистр, схема установки начального состояния регистров и программа управления длиной Мпоследовательности, позволяющая вести поиск сигнала по частоте Доплера путем модуляции синусоидального сигнала по фазе в программе формирования дальномерного кода. Формирователь копии сигнала и формирователь принимаемого дальномерного кода на промежуточной частоте разработан в виде отдельной программы, в состав которой входит блок модуляции, фильтр, реализованный с использованием прямого и обратного комплексного преобразования Фурье. Фильтрация осуществлялась оконными функциями в частотной области. В этой же части программы проводился сдвиг дальномерного кода ПСП-последовательности на один элемент кода. Результаты моделирования спектра входного сигнала и сформированной копии представлены на рис. 11.



Рис. 11. Спектры сигналов: сформированного (слева) и копии сигнала (справа)

Корреляционная функция копии сигнала с сформированным дальномерным сигналом проводилась с использованием алгоритма перемножения отсчётов в частотной области. Результаты моделирования представлены на рис. 12.

S1(t)\*S2(t)



Рис. 12. Корреляционная функция входного и опорного сигналов

На третьем этапе была проведена доработка программы блоком чтения данных. Это позволило вести приём и запись дальномерного сигнала ГЛОНАСС, формируемого имитатором сигналов СРНС СН-3803. Запись сигнала с имитатора проводилась программно-аппаратным приёмником на базе платформы фирмы National Instruments NI PXIe-1065. Эта платформа позволяет проводить запись отсчётов сигнала в виде синфазной и квадратурной составляющих, перенесённых на нулевую промежуточную частоту в заданной полосе частот. Корреляционная функция, полученная в результате такой обработки, представлена на рис. 13.



Рис. 13. Корреляционная функция входного и опорного сигналов

Сравнивая результаты моделирования и результаты, полученные с использованием имитатора сигнала CH-3803, можно увидеть схожесть полученных данных, что подтверждает правильность выбранных подходов применительно к задаче обнаружения сигнала в программно-аппаратном приёмнике ГЛОНАСС.

Таким образом, в результате проделанной работы была разработана и исследована модель формирования и приёма дальномерного кода в программной среде MatCad, которая легла в основу виртуального прибора, созданного в программной среде Labview. Интегрирование виртуального прибора в программно-аппаратный приёмник на базе платформы фирмы National Instruments NI PXIe-1065 позволило обнаруживать дальномерный код, излучаемый спутниками системы ГЛОНАСС. А это позволит в дальнейшем применить предлагаемые подходы для повышения эффективности навигационных определений для широкого круга потребителей.

### Список литературы

1. Справочник. Цифровые радиоприемные устройства / под ред. М.И. Жодзишского. М.: Радио и связь, 1990.

2. Гаврилов А.И. Программный приемник Глонасс // Инженерный вестник. № 9. 2012. НИИ РЭТ МГТУ им. Баумана.

3. Федосов В.П., Нестеренко А.К. Цифровая обработка сигналов в LABVIEW: учеб. пособие. М.: ДМК-Пресс, 2007.

# ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОЗАЩИЩЁННОСТИ КАНАЛА СИНХРОНИЗАЦИИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИСТЕМ

О. В. Патрикеев

Иркутский филиал ФГБОУ ВПО «Московский государственный технический университет гражданской авиации» 664047, г. Иркутск, ул. Коммунаров, 3 E-mail: patrikeev ov@mail.ru

Рассмотрен метод повышения помехозащищённости канала синхронизации широкополосных систем, основанный на использовании в процессе синхронизации оценки степени искажения принимаемых шумоподобных сигналов и отказе от определения времени задержки по принятому сигналу, в том случае если он сильно искажён помехой. Данный метод снижает влияние помех на канал синхронизации и повышает точность измерения времени задержки принимаемого сигнала, что также приводит к уменьшению вероятности ошибок в канале обработки информации.

Повысить эффективность решения задач радионавигации, радиолокации и радиосвязи можно путём применения широкополосных систем, использующих шумоподобные сигналы (ШПС), так как такие системы обладают уникальными свойствами [1]:

- совместимость приёма информации с высокой достоверностью с одновременным измерением координат и параметров движения объекта с высокой точностью и разрешающей способностью;

- низкий уровень взаимных помех и хорошая электромагнитная совместимость с узкополосными системами;

- высокая помехозащищенность при действии мощных сосредоточенных по спектру или по времени помех;

- эффективное использование частотно-временных ресурсов системы за счёт возможности кодового разделения абонентов (каналов) при работе в общей полосе частот;

- высокая скрытность работы;

- возможность подавления мультипликативных помех, вызванных многолучевым распространением радиоволн и интерференцией сигналов в точке приёма.

Основной задачей любой широкополосной системы является выделение информации из принимаемого на фоне помех ШПС. Приём осуществляется с помощью оптимальных приёмников, минимизирующих вероятность ошибки. Структура оптимального приёмника зависит от вида выделяемой информации и от того, насколько известны параметры сигнала в точке приёма.

В теории оптимального приёма при определении структурных схем оптимальных приёмников считается, что все параметры принимаемого сигнала известны. В этом случае оптимальный приёмник для приёма ШПС содержит только согласованный фильтр (коррелятор) и решающее устройство. В реальных условиях время прихода сигнала точно неизвестно, поэтому для обеспечения максимальной помехоустойчивости его необходимо определить и передать эту информацию в решающее устройство. Следовательно, оптимальный приёмник системы должен помимо согласованного фильтра или коррелятора содержать также синхронизатор, измеряющий время задержки *t*<sub>3</sub> сигнала и определяющий моменты времени, в которые осуществляется принятие решения о приёме ШПС (задачи обнаружения и различения сигналов).

Таким образом, синхронизатор должен обеспечивать поиск ШПС, а затем слежение за временем прихода сигналов. Одновременно с ШПС на вход синхронизатора поступают различные помехи (шумовые, внутрисистемные и преднамеренные), также возможно воздействие мультипликативных помех, что приводит к ошибкам в процессе поиска и синхронизации. На рис. 1 представлен вид автокорреляционной функции ШПС (сигнал спутниковой радионавигационной системы GPS), полученной при большом отношении сигнал/помеха [2]. Главный пик автокорреляционной функции хорошо различим на фоне шумовых помех и боковых лепестков. По этому пику можно достаточно точно определить время задержки принимаемого сигнала. При увеличении мощности помехи ШПС искажается и соответственно изменяется форма автокорреляционной функции на выходе согласованного фильтра (коррелятора) (рис. 2).



Рис. 1. Автокорреляционная функция *К(t)* ШПС при большом отношении сигнал/помеха



Рис. 2. Автокорреляционная функция *К(t)* ШПС при малом отношении сигнал/помеха

На рис. 2 хорошо видно, что наибольший по величине пик автокорреляционной функции не совпадает по своему временному положению со временем появления главного пика на рис. 1, так как произошло подавление сигнала помехой и максимальный пик является ложным. В этом случае определение времени задержки сигнала приведёт к ошибке синхронизации, а также к увеличению ошибок в канале обработки информации.

Следовательно, необходимо применять дополнительные методы повышения помехоустойчивости синхронизатора, которые позволят минимизировать ошибки измерения времени задержки и, как следствие, уменьшить ошибки в информационном канале.

Одним из методов, позволяющих решить эту задачу, является приём и обработка ШПС совместно с оценкой качества принимаемого сигнала [3]. Это позволяет исключить из процесса дальнейшей обработки информации сигналы, которые сильно искажены помехами и являются источником ошибок для информационного канала. Очевидно, что такие сигналы также приводят к ошибкам в канале синхронизации и их следует исключить из процессов, связанных с измерением времени задержки приходящего сигнала и слежением за этим временем. Отказ от использования искажённых сигналов в канале синхронизации позволит уменьшить общий уровень помех, действующих на этот канал, что приведёт к уменьшению дисперсии оценки времени задержки.

Таким образом, использование оценки качества принимаемого сигнала в канале синхронизации позволяет увеличить точность измерения времени задержки и уменьшить ошибки синхронизации и соответственно уменьшить ошибки, возникающие при обработке принимаемой информации.

Алгоритм оценки качества принимаемого ШПС для канала синхронизации может совпадать с алгоритмом оценки качества, используемым в информационном канале, что приведёт к упрощению общей структуры системы передачи информации. Например, это возможно в случае двухуровневой оценки качества Q [3], при этом алгоритм принятия решения  $\eta$  в информационном канале имеет следующий вид:

$$\eta = \begin{cases} a_j = MAX^{-1} \{ W[\xi(t) / S_i(t)] \}, & Q = 1, \\ a_s, & Q = 0, & i = 0...M - 1, \end{cases}$$

где  $a_j$  – решение о приёме информационного символа после приёма и демодуляции сигнала  $S_i(t)$ , i=0...M-1;  $a_s$  – отказ от принятия решения о приёме информационного символа (стирание символа);  $W[\xi(t)/S_i(t)]$  – апостериорная плотность вероятности *i*-го сигнала;  $\xi(t)$  – принятая реализация, представляющая собой аддитивную смесь сигнала и помехи.

Решение о приёме информационного символа  $a_j$  осуществляется только в том случае, если оценка качества Q = 1, т. е. символ, получаемый на выходе решающего устройства оптимального приёмника, считается достоверным. Если оценка качества Q = 0, то считается, что принятый сигнал был сильно искажён помехами и решение о приёме конкретного информационного символа недостоверно. В информационный канал для дальнейшей обработки передаётся символ отказа от декодирования (символ стирания  $a_s$ ).

Алгоритм оценки качества принимаемого ШПС имеет следующий вид:

$$Q = \begin{cases} 1, & W[\xi(t)/S_j(t)] \ge \lambda, \\ 0, & W[\xi(t)/S_j(t)] < \lambda, \end{cases}$$

где *λ* – порог сравнения, определяемый выражением

$$\lambda = \sum_{i=0}^{M=1} W [\xi(t) / S_i(t)] (C_e - C_s) / (C_e - C),$$

где *C*,  $C_e$ ,  $C_s$  – соответственно относительные потери при правильном решении (стоимость или цена правильного решения), потери при неправильном решении (цена ошибки) и потери при отказе от принятия решения в канале синхронизации.

Обычно принимают C = 0,  $C_e = 1$ ,  $C_s = 0.5$ , также  $C_s$  можно определить по критерию минимизации вероятности ошибки  $P_{bs}$  в информационном канале [3].

$$C_{sopt} = M_{C_s}^{IN^{-1}} \left[ P_{bs} \left( C_s, h_b^2, M, k \right) \right],$$

где  $h_b^2$  – отношение сигнал/помеха на бит передаваемой информации в канале связи; M – объём алфавита системы сигналов, используемой для передачи информации; k – количество информационных символов внешнего помехоустойчивого M-ичного кода;  $P_{bs}$  – ошибка декодирования кодового блока внешнего помехоустойчивого кода, определяемая выражением

$$P_{bs} = \sum_{t}^{N} \sum_{s=s1}^{N-t} \left[ N! / t! S! (N-t-S)! \right] P_{ne}^{t} P_{s}^{S} (1-P_{ne}-P_{s})^{N-t-S}, \quad t = 0...N,$$

где N – длина внешнего помехоустойчивого кода; t – количество ошибок в кодовом блоке; S – количество «стёртых» символов;  $P_{ne}$  – вероятность необнаруженной ошибки приёма информационного символа;  $P_s$  – вероятность стирания информационного символа, а значение s1 равно

$$s1 = \begin{cases} d - 2t, & t \le (d - 1)/2, \\ 0, & t > (d - 1)/2, \end{cases}$$

где *d* – кодовое расстояние внешнего помехоустойчивого кода (например, для кодов Рида – Соломона это расстояние равно: *d=N-k+1*).

В этом случае оптимальный порог принятия решения  $\lambda_{opt}$  будет равен

$$\lambda_{opt} = \left(1 - C_{sopt}\right) \sum_{i=0}^{M=1} W[\xi(t) / S_i(t)].$$

При превышении апостериорной плотностью вероятности  $W[\xi(t)/S_j(t)]$  этого порога степень искажения принимаемого сигнала считается минимальной, оценка качества принимает максимальное значение Q = 1 и сигнал поступает в канал синхронизации для измерения (уточнения) времени задержки.

Если полученное значение апостериорной плотности вероятности  $W[\xi(t)/S_j(t)]$  меньше этого порога  $\lambda_{opt}$ , то степень искажения принимаемого сигнала считается максимальной, оценка качества принимает минимальное значение Q = 0 и сигнал не поступает в канал синхронизации, а время задержки рассчитывается на основании результатов предыдущих измерений.

Для анализа эффективности алгоритмов подавления помех в канале синхронизации использована модель широкополосного канала передачи информации, разработанная в среде графического программирования LabVIEW [4], позволяющая проводить исследования помехозащищённости широкополосных систем связи на базе платформы NI PXIe-1065 с использованием модуля NI PXIe-5610. Модель позволяет сформировать ШПС на выбранной рабочей частоте и передать его по линии связи с заданной помеховой обстановкой. На приёмной стороне осуществляется демодуляция сигнала и подавление помех, а также оценивается степень и вероятность искажения сигнала под воздействием помех.

В данной модели был доработан канал синхронизации: изменены алгоритмы синхронизации и дополнительно введено устройство определения степени искажения принимаемого ШПС, работающее по приведённому выше алгоритму, позволяющему реализовать двухуровневую оценку качества [3].

Результаты моделирования показали, что в результате отказа от использования в канале синхронизации сильно искажённых помехами сигналов происходит уменьшение среднеквадратичной ошибки измерения времени задержки. Уменьшение ошибки достигается за счёт снижения среднего уровня помех в канале синхронизации, так как при обработке сильно искажённого сигнала в канал синхронизации поступают в основном помехи, не несущие информацию о времени прихода сигнала. Точность измерения времени задержки напрямую связана со средним отношением сигнал/помеха в канале

измерения q, и для ШПС с прямоугольной огибающей среднеквадратичное отклонение оценки времени задержки  $\sigma_{\tau}$  определяется выражением [1]

$$\sigma_{\tau} = \frac{\sqrt{3}}{\pi q \Delta f_{3\phi}},$$

где  $\Delta f_{\partial \phi}$  – эффективная ширина спектра ШПС.

Следовательно, при увеличении среднего отношения сигнал/помеха *q* в канале синхронизации ошибка измерения времени задержки уменьшается. В зависимости от помеховой обстановки увеличение точности измерения времени задержки принятого ШПС составляет 20...30 %.

Исследование влияния повышения точности измерения времени задержки на информационный канал не проводилось, но введение оценки качества в информационном канале приводит к уменьшению вероятности ошибки за счёт повышения эффективности внешнего корректирующего кода [3]. Результаты аналитических исследований и моделирования на ЭВМ показывают, что при помехе типа белого гауссовского шума энергетический выигрыш от введения в информационный канал оценки качества принимаемого сигнала небольшой и составляет 0.5...0.9 дБ при вероятностях ошибки на символ внутреннего кода  $10^{-1}...10^{-8}$ , так как в этом случае велика вероятность ошибочного стирания символа.

Сосредоточенная по времени или спектру помеха достаточно сильно искажает принимаемый сигнал и при этом вероятность ошибочного стирания на несколько порядков меньше, чем вероятность правильного стирания искаженного символа, что приводит к энергетическому выигрышу порядка 3...5 дБ в зависимости от помеховой обстановки в канале связи. Ведение оценки качества позволяет в 3,5...4 раза уменьшить вредный эффект от воздействия сосредоточенной помехи и осуществлять эффективную передачу информации при подавлении помехой 30...45 % символов кодового блока. Вид ШПС и его характеристики практически не влияют на эффективность подавления сосредоточенной помехи [3].

Таким образом, канал синхронизации дополнительно защищается от ошибок измерения времени задержки, возникающих в результате обработки сигналов, сильно искажённых помехами, что приводит к повышению точности синхронизации и, как следствие, к уменьшению ошибок в информационном канале за счёт повышения точности определения положения пика корреляционной функции и соответствующего увеличения напряжения на выходе согласованного фильтра или коррелятора. Следует также отметить, что повышение точности синхронизации достигается без дополнительного увеличения частотно-временных ресурсов системы связи, а в случае рассматриваемого примера с двухуровневой оценкой качества и без усложнения структуры системы.

#### Список литературы

1. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.

2. Батюк В.В., Межетов М.А. Влияние узкополосных помех на качество функционирования аппаратуры потребителя СРНС // Актуальные проблемы развития авиационной техники и методов её эксплуатации – 2015: сб. тр. VIII Рег. НПК студентов, аспирантов и молодых ученых (24–25 ноября 2015 г.): в 2 т. Иркутск: Иркутский филиал МГТУ ГА, 2015. Т. І. С. 26–30.

3. Патрикеев О.В. Оценка качества принимаемых сигналов в широкополосных системах передачи дискретной информации // Исследования по геомагнетизму, аэрономии и физике Солнца. Новосибирск: Наука, 1995. Вып. 103. С. 224–230.

4. Патрикеев О.В, Скрыпник О.Н., Астраханцева Н.Г Подавление помех в широкополосных радиоканалах диапазона УВЧ // Научный вестник МГТУ ГА. № 209 (11). М.: МГТУ ГА, 2014. С. 129–135.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ ПО СТАНЦИЯМ НАБЛЮДЕНИЯ

А. С. Пустошилов, М. М. Валиханов (научный руководитель)

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

Исследование динамического алгоритма распределения космических аппаратов ГЛОНАСС по станциям мониторинга позволяет существенно повысить эффективность использования антенных постов не менее 99,9 % за восемь суток действующих в орбитальной группировке 24 космических аппаратов.

Спутниковые радионавигационные системы (СРНС) первого поколения были разработаны в начале 1960-х годов. В настоящее время существует ряд независимых СРНС второго поколения ГЛОНАСС (Россия), GPS (США), GALILEO (Европа), Бейдоу (Китай).

Для мониторинга и управления космическими аппаратами (КА) СРНС используется наземный сегмент, в состав которого входят специальные станции наблюдения. Станции наблюдения за КА системы ГЛОНАСС в основном распределены на территории Российской Федерации [1]. В состав каждой станции входит несколько антенных постов (АП). Один АП представляет собой систему с приводами вращения параболической антенны по азимуту и углу места (угол возвышения над горизонтом) для наведения на КА. Существует другой вариант АП в виде антенной решетки. Процесс наведения антенны на КА и получение/отправка данных далее будем называть сеансом слежения (СС).

Целью данной работы является разработка алгоритма организации СС с учетом следующих ограничений:

• 5 станций наблюдений (СтН), в каждой по 3 АП, которые образуют единую систему наблюдений (СН);

- минимальное время СС 15 мин;
- максимальное время на перестроение АП 5 мин;
- минимальный угол места 5 град.;
- видимость одного КА двумя АП, не принадлежащих одной СтН.
- В соответствии с поставленной целью можно выделить следующие задачи:
- выбрать модель движения КА;
- оценить шаг проведения моделирования;
- разработать алгоритмы распределения КА по АП;
- разработать критерий оценки эффективности распределения КА по АП.
- В качестве модели движения КА могут быть использованы следующие данные:
- альманах системы ГЛОНАСС;
- эфемериды, которые передаются КА в составе цифровой информации;
- точные координаты КА, публикуемые, например, IGS.

Составим следующую модель.

В качестве исходных данных для построения модели движения КА был взят альманах системы ГЛОНАСС [2]. Погрешность прогноза координат КА ГЛОНАСС по альманаху составляет 800–3 000 м. Для решения задач моделирования этого вполне достаточно. В связи с тем что скорость движения КА составляет около 3 500 м/с, погрешность определения момента времени нахождения КА в точке пространства относительно АП составит около одной секунды. Ввиду малого значения данной погрешностью можно пренебречь. Далее, на основе данных альманаха [3] и выбранных точек размещения станций наблюдения рассчитываются зоны видимости для каждой пары АП-КА. В связи с требованиями ограничений минимальное время работы с КА составляет 15 мин.

В настоящее время проведено моделирование статических методов. Основным недостатком статических методов является то, что КА не рассматривается системой слежения при выполнении двух условий:

• при появлении или уходе КА в зону или из зоны радиовидимости (ЗРВ) АП соответственно в течение времени, меньше заданного в СН, например, 15 мин;

• все АП заняты слежением за КА.

Очевидным является то, что при появлении, например КА1, в ЗРВ, например, СтН1, необходимо рассмотреть вариант передачи наблюдаемого за КА2 другой СтН2. При этом КА2 находится в ЗРВ как СтН1, так и СтН2. Таким образом, можно продолжить передачу разных КА по цепочке от одной СтН к другой с целью освободить требуемый АП. Предложенный алгоритм далее будем назвать динамическим, блок-схема которого показана на рис. 1.



Рис. 1. Блок-схема динамического алгоритма распределения

Рис. 2. Блок-схема алгоритма перераспределения КА, где N – число КА в орбитальной группировке

Этап 1. Обработка альманаха и расчет зон видимости каждого КА для каждой АП.

Этап 2. Первоначальное распределение КА по АП в момент запуска системы.

Этап 3. Сдвиг счетчика времени на 5 мин, время, необходимое на первичную настройку АП для работы с КА.

Далее реализуется бесконечный цикл.

Этап 4. Анализ системы на присутствие изменений в состоянии КА:

- появление КА, который в предыдущую минуту был не распределен;

- уход КА из зоны видимости АП, которым он наблюдался;

- отсутствие изменений в системе.

Этап 5. Если изменения в системе есть, то запускается алгоритм перераспределения, который приведен на блок-схеме рис. 2.

Этап 6. Сдвиг времени на минуту вперед и переход к этапу 4.

В качестве критерия оценки предлагается использовать коэффициент распределения (Кр) для каждого КА, который рассчитывается как отношение суммарного времени СС к общему времени, когда КА находится в ЗРВ СН в течение 8 сут. (время повторения трасс КА составляет 7 сут. 23 ч 27 мин 28 с [1]).



Рис. 3. Эффективность распределения КА по станциям мониторинга

Из рис. 3 видно, что минимальное и среднее значения Кр системы наблюдения равны 99,85 % и 99,95 % соответственно. Суммарное время, когда КА не были распределены, составляет 23 мин из 11 520 мин, что соответствует менее 0,2 % от всего времени наблюдения.

#### Список литературы

1. Перов А.И. ГЛОНАСС Принципы функционирования и построения. Изд. 4-е, доп. и перераб. / под ред. А.И. Перова и В.Н. Харисова. М.: Радиотехника, 2010.

2. Интерфейсный контрольный документ ГЛОНАСС 5.1-я редакция. М., 2008.

3. Альманах ГЛОНАСС [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.glonassiac.ru/GLONASS/ephemeris.php
# СИНТЕЗ СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА ПО ОТСЧЕТАМ ЧАСТОТНОЙ ВЫБОРКИ СПЕКТРА ОЖИДАЕМОГО ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА

Д. Ю. Рудаков, Е. В. Кузьмин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: dever25@yandex.ru

Представлены результаты разработки специального программного обеспечения, реализующего алгоритм согласованной фильтрации фазоманипулированного сигнала с использованием частотной выборки спектра ожидаемого сигнала.

Согласованная фильтрация является одной из наиболее распространенных процедур обработки радиосигналов на фоне белого гауссовского шума. Современные вычислительные средства предрасполагают разработчиков к программно-математической реализации таких процедур. При этом актуальной представляется разработка согласованного фильтра на основе аналитического описания спектра ожидаемого сигнала. Такая разработка представляется актуальной для сигналов, порождаемых кодирующей последовательностью большой длины ( $N \ge 100$ ), поскольку позволяет избавиться от элементов задержки (число которых определяется длиной кодирующей последовательности), используемых в согласованных фильтрах.

Как известно, фазоманипулированный (фазо-кодо-манипулированный, ФКМ) сигнал состоит из примыкающих друг к другу прямоугольных парциальных радиоимпульсов, имеющих одинаковые амплитуду A, длительность T и частоту  $\omega_0 = 2\pi f_0$ , а начальные фазы  $\varphi_0$  которых изменяются по определенному закону [1, 2].

Рассматриваемый сигнал представим в виде

$$s(t) = Ad(t)\sin(\omega_0 t \pm \varphi_0), \qquad (1)$$

где  $d(t) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \operatorname{rect}(t - iT)$  – псевдослучайная последовательность (ПСП) длины N;

rect(t) – прямоугольный импульс единичной амплитуды и длительности T.

Парциальные радиоимпульсы, из которых состоит исследуемый сигнал, имеют спектр [3]:

$$S_0(j\omega) = \frac{AT}{2} \left[ \operatorname{sinc}\left(\frac{(\omega - \omega_0)T}{2}\right) + \operatorname{sinc}\left(\frac{(\omega + \omega_0)T}{2}\right) \right].$$
(2)

Спектр ФКМ-сигнала определяется суммой спектров парциальных сигналов [3]:

$$S_{\phi M}(j\omega) = S_0(j\omega) \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp(-j\omega iT).$$
(3)

Как известно, комплексный коэффициент передачи согласованного фильтра (СФ) определяется выражением [1]:

$$K(j\omega) = kS^*(j\omega)\exp(-j\omega NT), \qquad (4)$$

где k – множитель пропорциональности, определяющий усиление;  $S^*(j\omega)$  – комплексно-сопряженный спектр ожидаемого сигнала.

С использованием выражений (2), (3) для комплексного коэффициента передачи (4) фильтра, согласованного с ФКМ-сигналом (1), полагая без потери общности k = 1 и не учитывая составляющих спектра (2) для  $\omega < 0$ , можем записать

$$K_{\phi M}(j\omega) = \left\{ \frac{AT}{2} \operatorname{sinc}\left(\frac{(\omega - \omega_0)T}{2}\right) \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp(-j\omega iT) \right\} \exp(-j\omega NT).$$
(5)

Для согласованной фильтрации необходимо вычислить спектр входного сигнала с помощью дискретного преобразования Фурье (ДПФ):

$$S_{\rm BX}(j\omega_k) = \sum_{n=0}^{M-1} s(nT_{\rm A}) \exp(-j\omega_k nT_{\rm A}), \qquad (6)$$

где n – номер отсчета сигнала;  $T_{\mu}$  – шаг дискретизации; M – количество отсчетов входного сигнала; k – номер частотной выборки.

Таким образом, вычислив спектр входного сигнала, можно получить результат его преобразования в согласованном фильтре. Математически это будет вычисляться, как произведение спектра входного сигнала (6) на комплексный коэффициент передачи согласованного фильтра (5), получаемый по аналитическому описанию спектра ожидаемого сигнала, и применение к результату операции обратного преобразования Фурье.

Результат произведения спектра входного сигнала на комплексный коэффициент передачи согласованного фильтра (спектр отклика):

$$S_{\text{откл}}(j\omega_k) = S_{\text{вх}}(j\omega_k)K(j\omega_k).$$
<sup>(7)</sup>

Преобразование входного сигнала в согласованном фильтре вычисляется по формуле

$$S_{\text{откл}}(nT_{\partial}) = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} S_{\text{откл}}(j\omega_k) \exp(j\omega_k nT_{\mu}).$$
(8)

Алгоритм (6) – (8) реализован в нижеследующем графическом интерфейсе и показан на рис. 1. Выборка входного сигнала загружается из внешнего файла, имя которого указывается в окне «Входной сигнал». Также загружается файл с отсчетами кодирующей последовательности, на основе которой вычисляется спектр опорного сигнала. В остальных окнах указываются следующие параметры: несущая частота, границы полосы частот (для анализа спектра входного сигнала), шаг дискретизации, длительность чипа кодирующей последовательности.

При нажатии кнопки «Считать и построить кодирующую последовательность» происходит отображение кодирующей последовательности в правом верхнем углу.

Кнопка «Отобразить сигнал» выводит новое графическое окно со считанным входным и сформированным опорным сигналами.

Для построения спектров входного и опорного сигналов в левом верхнем и левом нижнем углах необходимо нажать кнопки «Построить спектр (ДПФ)» и «Построить спектр (Аналит.)» соответственно. Спектр входного сигнала вычисляется согласно (6). Спектр опорного сигнала вычисляется по аналитической формуле (3).

Для получения конечного результата – отклика согласованного фильтра на ФКМсигнал необходимо нажать на кнопку «Результат согл. фильтрации». Отклик выводится в правом нижнем углу. Для более детального рассмотрения он также выводится в новом графическом окне (рис. 2). На рис. 2 показан случай обработки ФКМ-сигнала, порождаемого кодом Баркера длины 13. Как видно из рис. 2, превышение максимума главного лепестка над максимумами боковых лепестков соответствует ожидаемому (в 13 раз) и согласуется с теорией и результатами других авторов [1], что свидетельствует о правильности разработанной процедуры согласованной фильтрации.

Результат работы программы при загрузке отсчетов ФКМ-сигнала с параметрами, соответствующими сигналу стандартной точности космической навигационной системы ГЛОНАСС: период кодирующей М-последовательности  $T_{nen} = 1$  мс, длительность чипа  $T = T_{nen}/511$ , промежуточная частота  $f_0 = 1.533$  МГц представлен на рис. 1.



Рис. 1. Графический интерфейс

Результат согласованной фильтрации ФКМ-сигнала (с параметрами из предыдущего примера) на фоне аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ), при отношении «сигнал/шум», равном  $q = -32 \, \text{дБ}$ , представлен на рис. 3. Как видно из рис. 3, при согласованной фильтрации ФКМ-сигнала на фоне АБГШ интенсивность боковых лепестков заметно увеличивается, однако главный лепесток отклика для выбранных сигнально-помеховых условий остаётся различимым на фоне боковых лепестков.



Рис. 2. Нормированный отклик согласованного фильтра на ФКМ-сигнал, порождаемый кодом Баркера длины 13



Рис. 3. Результат выполнения программы для ФКМ-сигнала, порождаемого М-последовательностью длины 511

Как известно, структура сигналов системы ГЛОНАСС такова, что они подвержены дополнительной модуляции с целью передачи цифровой информации (ЦИ) [4]. На рис. 4 представлены результаты тестирования разработанной программы в условиях наложения ЦИ. Наложение ЦИ ухудшает корреляционные свойства шумоподобного сигнала. Проводя сравнительный анализ, видим, что уровень боковых лепестков увеличивается, но работоспособность процедуры согласованной фильтрации сохраняется. Секция «Устройства обработки сигналов и навигационные системы»



Рис. 4. Согласованная фильтрация ФКМ-сигнала при наложении ЦИ: *а* – ЦИ отсутствует; *б* – ЦИ присутствует

Выводы. На основе аналитического описания спектра произвольного ФКМсигнала разработано специальное программное обеспечение, реализующее процедуру согласованной фильтрации. В программе предусмотрена возможность загрузки отсчетов входного сигнала из внешнего файла, отображения спектров входного и опорного сигналов, отображения кодирующей последовательности и отклика согласованного фильтра. Результаты выполнения программы полностью согласуется с теорией, что свидетельствует о правильности разработанной процедуры согласованной фильтрации.

Представленные результаты и проведённый сравнительный анализ позволяют сделать вывод о перспективности применения рассмотренного подхода в системах с шумоподобными сигналами с большой базой.

### Список литературы

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М. : Высш. шк., 2000. 460 с.

2. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы : учеб. пособие для вузов. 5-е изд., испр. и доп. М. : Дрофа, 2006. 719 с.

3. Алмазов В.Б., Манжос В.Н. Получение и обработка радиолокационной информации. Харьков: ВИРТА ПВО, 1985.

4. Интерфейсный контрольный документ ГЛОНАСС 5.1-я редакция. М., 2008.

# ПРИМЕНЕНИЕ WEB-КАМЕРЫ ДЛЯ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ДВИЖЕНИЯ

А. В. Сафонов, Ю. В. Морозов (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет 630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20 E-mail:alexander\_1\_1992@mail.ru

В данном докладе рассматривается взаимодействие web-камеры с компьютером, описание подключения камеры к компьютеру. В работе приведен критерий наличия движения, а также блок-схема моделирующей программы. Построена зависимость критерия наличия движения от его интенсивности.

Сегодня системы видеонаблюдения являются одним из самых эффективных технических средств обеспечения безопасности, которое позволяет оперативно или по прошествии некоторого срока зарегистрировать факт совершения того или иного противоправного действия, помимо этого установка видеонаблюдения дает возможность контролировать качество работы сотрудников, общую ситуацию на объекте [1].

В охранных системах видеонаблюдения обнаружение движения играет важную роль, так как датчик движения может оповестить охранника о том, что злоумышленник пытается проникнуть на охраняемую территорию.

В настоящее время студентам вузов очень полезно изучать принципы действия современных видеосистем, так как это может пригодиться на дальнейшем месте работы. Однако применение полнофункциональных видеосистем в лабораторных условиях требует существенных денежных затрат по причине большой стоимости реального оборудования и программного обеспечения. По этой причине было предложено использовать компьютер с web-камерой и среду MATLAB, так как в настоящее время почти у всех студентов есть персональные компьютеры и web-камеры либо ноутбуки со встроенными web-камерами. Благодаря этому студент может готовиться к занятиям дома, и данное оборудование уменьшает в разы денежные затраты.

На рис. 1 представлена структурная схема установки web-камеры с компьютером. Поток данных с web-камеры поступает через USB-интерфейс на компьютер с программным обеспечением, где они обрабатываются и далее поступают на монитор в виде изображения.



Рис. 1. Структурная схема установки

С помощью MATLAB можно взаимодействовать с web-камерой через приложение ImageAcquisitionToolbox. Приложение ImageAcquisitionToolbox служит для решения проблемно-ориентированных задач захвата изображений. Используя функции приложения, можно связать в единую систему возможности MATLAB и устройства захвата изображений. Устанавливая различные свойства объектов, мы имеем возможность проведения контроля разнообразных аспектов процесса захвата, таких как, например, количество захваченных данных. Для обработки захваченных данных их необходимо перенести в рабочее пространство MATLAB. Когда фрейм захватывается, то приложение запоминает его в буфер памяти. Приложение обеспечивает несколько путей передачи данных одного или нескольких фреймов в рабочее пространство, где существует возможность их обработки в виде многомерных массивов.

Также существует возможность улучшения захваченных изображений. Для этого следует точно указать, какая обработка и на каком этапе реализовывается. Типичное устройство захвата изображений состоит из видеокамеры, соединенной с компьютером через плату, и высокоскоростной шины обмена данными USB.

После коммуникации системы MATLAB с устройствами захвата изображений при помощи приложения в окне предварительного просмотра можно смотреть потоковое видео. Предварительный просмотр позволяет откорректировать качество изображения захвата. Например, изменить освещение, сфокусировать и т. д. Для изменения этих аспектов изображения могут использоваться соответствующие свойства исходных видеообъектов.

Для открытия окна предварительного просмотра используется функция preview. В этом окне будет отображаться существующий видеопоток.

Также с помощью среды MATLAB можно задавать разрешение, формат сохранения, задержку начала записи, количество записанных кадров.

В настоящей работе рассматривается учебная моделирующая программа, которая позволяет выполнять эксперименты по обнаружению движения в рамках лабораторного практикума.

В первом блоке будет происходить установка web-камеры, подключение и извлечение информации о камере для дальнейшей работы с ней. В этом блоке выбирается адаптер и после его выбора получение информации обо всех устройствах, доступных через этот адаптер.

После установки камеры идет следующий блок, который служит для установления взаимодействия между камерой и программным обеспечением, разработанным в среде Matlab. Производится организация доступа к свойствам объектов видео, создание исходных видеообъектов, конфигурация свойств видеообъектов.

После обнаружения и установки камеры создается объект видеоввода и присваиваются значения его свойствам.

После создания объекта видеоввода находится опорный кадр для того, чтобы далее работать с ним.

После нахождения опорного кадра следует блок нахождения массива разностных кадров для фиксации появления в кадре движущегося объекта.

После нахождения разности двух кадров идет следующий блок, где находится восстановленный кадр с помощью сложения опорного и разностного кадров.

В следующем блоке находится количество нулевых элементов в разностном кадре.

После нахождения количества всех восстановленных элементов идет вычисление среднеквадратического критерия, выраженного в дБ.

$$d(x, y) = 10Lg_{10} \frac{255^2 * n^2}{\sum_{i=1,j=1}^{nn} (x_{ij} - y_{ij})^2}.$$

После вычисления среднеквадратического критерия, выраженного в дБ, будут два блока, которые нужны для того, чтобы определить порог, при котором будет зафиксировано движение.

После нахождения коэффициента сжатия и среднеквадратического отклонения принимается решение о наличии движения или о его отсутствии.

В последнем блоке просматриваются полученные кадры и видео.

Исходя из вышеперечисленных действий на рис. 2 изображена структурная схема программы для обнаружения движения, которая состоит из блоков, показывающих последовательность программы.



Рис. 2. Структурная схема программы

Зависимость критерия d от меры интенсивности движения N приведена на рис 3, где 0 – отсутствие движения, 1 – слабое движение, 2 – среднее движение, 3 – интенсивное движение.



Рис. 3. Зависимость критерия d от меры интенсивности движения N

Таким образом, подтверждена работоспособность моделирующей программы, осуществляющей детектирование движения. Показано, что среднеквадратический критерий убывает по мере повышения интенсивности движений. Данная программа будет принята за основу учебного лабораторного стенда по курсу «Современные видеосистемы».

#### Список литературы

1. Демьяновски В. ССТУ. Видеонаблюдение. Цифровые и сетевые технологии. М.: Юнити – Дана, 2008. 584 с.

# МОДАЛЬНОЕ РЕЗЕРВИРОВАНИЕ РАДИОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА СИСТЕМЫ АВТОНОМНОЙ НАВИГАЦИИ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

В. Р. Шарафутдинов, П. Е. Орлов, Т. Р. Газизов (научный руководитель)

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

Работа посвящена реализации нового способа трассировки печатных проводников цепей с модальным резервированием. Модальное резервирование позволяет повысить помехозащищенность устройства, используя элементы резервных цепей холодного резервирования. Проанализированы условия применения торцевой и лицевой модальной фильтрации на печатных платах. Полученные результаты показывают реализуемость модального резервирования, повышающего помехозащищенность цепей устройств, практически без дополнительных затрат.

Ключевые слова: резервирование, модальная фильтрация, печатная плата, космический аппарат.

Создавая радиоэлектронную аппаратуру (РЭА) для космических аппаратов (КА), уделяют большое внимание резервированию и электромагнитной совместимости. Существует техническое решение, позволяющее повысить помехозащищенность цепей РЭА. Оно, используя модальное разложение сигнала в отрезках связанных линий, называемое модальной фильтрацией (МФ) [1], и избыточность холодного резервирования, дает возможность осуществить модальное резервирование печатных плат (ПП) [2-5]. Однако реализация модального резервирования в реальной РЭА не рассматривалась. Между тем это актуально для резервируемой РЭА КА. В рамках проекта по Постановлению № 218 Правительства РФ в ТУСУРе разработана система автономной навигации (САН), состоящая из трех печатных плат (ПП): источника питания, радиоприемного устройства (РПУ) и цифровой обработки сигналов (ЦОС). Так как все ПП отличаются друг от друга размерами, компоновкой и схемотехнически, то целесообразно рассмотреть реализацию модального резервирования для каждой из этих ПП отдельно. Для ПП ЦОС такая работа выполнена [6]. Цель данной работы реализация МФ в ПП РПУ САН КА.

В качестве исходной взята разработанная ПП РПУ САН КА. Применялись два типа МФ: с лицевой и торцевой связью (рис. 1). На этапе компоновки ПП было выявлено, что для реализации МФ целесообразно компоновать радиоэлектронные компоненты попарно и попарно симметрично. В первом случае надо располагать резервируемые и резервирующие компоненты максимально близко друг к другу на одной стороне ПП, во втором – на противоположных.

Компоновка первым способом эффективна, если ПП содержит малое количество компонентов и нет ограничения ПП по площади. В случае ПП РПУ (рис. 2) второй способ более предпочтителен и ведет к рациональному размещению компонентов на разных сторонах ПП (рис. 3).



Рис.1. Поперечное сечение структуры МФ с лицевой (*a*) и торцевой (*б*) связями, где проводники: А – активный, П – пассивный, О – опорный

Для реализации лицевой МФ потребовалось введение дополнительных слоев, что усложнило структуру ПП. Однако двухстороннее размещение компонентов на разных сторонах ПП позволило уменьшить исходную площадь ПП в два раза (85,3 x 125 мм против 64 x 85,3 мм).



Рис. 2. Исходная ПП РПУ. Вид сверху



Рис. 3. ПП РПУ с модальным резервированием. Вид сверху

Длины участков трасс с реализованной торцевой и лицевой МФ сведены в таблицу. Общая длина 9 связанных линий лицевой МФ составила 130 мм. Для торцевой МФ удалось реализовать только 2 связанных линии общей длиной 21 мм.

Таблица

Длины участков трасс с МФ

Трассы с лицевой МФ								Трассы с то	орцевой МФ		
N⁰	1	2	3	4	5	6	7	8	9	1	2
<i>l</i> , мм	9	23	6	11	24	12	20	17	8	9	12

В результате проделанной работы сделаны следующие выводы. Попарно симметричное расположение элементов способствует реализации лицевой МФ в большей мере, чем торцевой МФ, вследствие удобства зеркальной трассировки резервируемой и резервной цепей. Чем выше плотности компоновки и трассировки ПП, чем больше на ПП ассиметричных элементов с высокой интеграцией выводов, тем труднее реализовать МФ. Чем больше дискретных симметричных элементов, протяженных цепей, слоев ПП, тем проще реализовать МФ. Следовательно, данный способ защиты от электромагнитных помех целесообразно реализовывать на более простых и протяженных ПП или на ПП с малым количеством элементов.

Работа выполнена за счет гранта Российского научного фонда (проект №14-19-01232) в ТУСУРе.

### Список литературы

1. Gazizov T.R., Zabolotsky A.M. New approach to EMC protection // Proc. of the 18-th Int. Zurich Symp. on EMC. Munich, Germany, 2007. September 24–28. P. 273–276.

2. Новый способ трассировки печатных проводников цепей с резервированием / Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов, А.М. Заболоцкий, Е.Н. Буичкин // Доклады ТУСУР. Сентябрь 2015. № 3 (37). С. 129–131.

3. New Concept of Critical Infrastructure Strengthening / T.R. Gazizov, P.E. Orlov, A.M. Zabolotsky, S.P. Kuksenko // Proc. of the 13th Int. Conf. of Numerical Analysis and Applied Mathematics. Sept. 23–29, 2015, Rhodes, Greece. P. 1–3.

4. Новая концепция повышения помехозащищённости цепей с резервированием бортовой аппаратуры космических аппаратов / П.Е. Орлов, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, Е.Н. Буичкин // Всеросс. молодёжная науч.-практ. конф. «Космодром «Восточный» и перспективы развития российской космонавтики». 5–6 июня. Благовещенск: тез. докл. Самара: СГАУ, 2015. С. 97–99.

5. Gazizov T.R., Orlov P.E., Buichkin E.N. Evaluation of efficiency of modal filtration in different types of redundant electrical connections // Proc. of Int. Siberian conf. on control and communications (SIBCON). Moscow, Russia, 2016. May 27–28.

6. Шарафутдинов В.Р., Орлов П.Е. Модальное резервирование блока цифровой обработки сигналов системы автономной навигации космического аппарата // Всеросс. науч.-техн. конф. «Научная сессия ТУСУР – 2016». 25–27 мая – 2016.

# ПРОГРАММНОЕ ПРИЛОЖЕНИЕ ДЛЯ НАХОЖДЕНИЯ ГРАНИЦ МЕЖДУ СЛОЯМИ ЗЕМНОЙ КОРЫ

М. В. Космина, Ю. В. Морозов (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет 630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20 E-mail: kosmina3110@gmail.com

В работе рассмотрено программное приложение, комплексно обрабатывающее пространственные сигналы, для нахождения границ между слоями земной коры. Дано описание приложения, которое позволяет определять границы между областями разреза с использованием пространственной интенсивности.

В процессе применения различных методов разведки полезных ископаемых формируются электрические сигналы, которые подвергаются оцифровке и компьютерной обработке, по результатам которой строятся геофизические разрезы (сейсмические, геоэлектрические и др.). Пространственные сигналы получили широкое распространение в различных областях техники (геофизика, медицина, радиолокация, радионавигация и т.д.). Для их обработки применяются методы, применяемые в радиотехнике и технике связи. К ним относятся преобразование Фурье, свертка (конволюция), корреляция и др. Математический аппарат для описания временных сигналов схож с математическим аппаратом для пространственных сигналов. Методы цифровой обработки сигналов и математическая статистика применимы для обработки геофизической информации.

Программное приложение разработано для комплексного анализа пространственных сигналов, полученных разными способами:

- сейсморазведка;
- электроразведка.

В процессе сейсморазведки источник производит звуковые волны, которые направляются в землю. Эти волны проходят сквозь землю и частично отражаются от каждой границы между породами различных типов. Отклик на последовательность такого отражения принимается приборами на или около поверхности (рис. 1).



Рис. 1. Геоэлектрический разрез по методу электроразведки

В электроразведке пропускают в землю с помощью пары электродов известный постоянный ток и измеряют напряжение, вызванное этим током, с помощью другой па-

ры электродов. Зная ток и напряжение, вычисляется сопротивление, а с учетом конфигурации электродов можно установить, к какой части подповерхностного пространства это сопротивление относится.



Рис. 2. Геоэлектрический разрез по методу электроразведки

Приложение обладает следующими функциями:

1) отображение исходных разрезов, полученных разными способами ;

2) выделение из разрезов глубинных профилей для разных положений по горизонтали;

3) формирование потоков локальных экстремумов и построение пространственных интенсивностей;

4) пороговая фильтрация интенсивностей для отдельных и комплексных профилей с целью нахождения границ между слоями земной коры.

Для определения границ между слоями земной коры используется пространственная интенсивность (рис. 3), для ее определения требуются потоки локальных экстремумов (рис. 4).



Рис. 3. Интенсивность смешанного потока



Рис. 4. Смешанный поток локальных экстремумов

Вероятность появления того или иного экстремума можно определить по такой формуле:

$$P(X_{\Delta H} = k) = \frac{S^k H^k}{k!} e^{-S\Delta H}, k = 0, 1, 2...$$

Но интерес представляет интенсивность, в качестве оценки интенсивности используется величина, обратная разности глубин, на которых находятся соседние экстремумы:

$$S = \frac{1}{H_k - H_{k-1}}$$

Приложение имеет 8 графиков, 7 кнопок и 3 окна с вводимым параметром. После обработки данных приложение выводит графики с потоками локальных экстремумов и гистограммы интенсивностей для каждого метода в отдельности и смешанного потока (рис. 5).



Рис. 5. Лицевая панель приложения

По данному алгоритму были найдены границы для положений по горизонтали с шагом 1 км (см. таблицу). Граничные точки, найденные для положений по горизонтали от 10 до 20, 90, 110, от 140 до 150 км глубины относятся к общей границе. Моделирование показало, что предложенный способ позволяет выделять участки границы между слоями земной коры протяженностью до 10 км с погрешностью ± 300 м.

Таблица

Х	Индекс ин- тенсивности	Hmin
10	15	3,80
20	21	4,00
30	70	9,34
40	13	1,42
50	16	3,23
60	57	12,9
70	93	13,59
80	31	3,5

Границы между слоями земной коры

X	Индекс ин- тенсивности	Hmin
90	80	8,13
100	52	4,96
110	91	9,4
120	59	5,56
130	38	4,96
140	71	11,26
150	79	11,51
160	49	5,56

Приложение позволяет находить границы между слоями земной коры на основе пороговой фильтрации интенсивностей, которое не требует согласование размерностей для определения границ. Подтверждена работоспособность приложения. Данное приложение планируется применять для дальнейших исследований геофизических данных.

### Список литературы

1. Космина М.В. Применение пуассоновских потоков для анализа геофизических разрезов / науч. рук. Ю.В. Морозов // Наука. Технологии. Инновации : сб. науч. тр. Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2015. Ч. 6. С. 28–29.

2. Космина М.В., Морозов Ю.В. Применение методов обработки сигналов для интерпретации результатов электроразведки полезных ископаемых // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. Красноярск : СФУ, 2015. С. 121–123.

3. Морозов Ю.В. Метод комплексирования систем разведки полезных ископаемых на основе контурных антенн // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Радиолокационная техника. 2014. Вып. 2. С. 148–152.

4. Морозов Ю.В. Совместное моделирование сигналов при интерпретации геоэлектрических и сейсмических разрезов // Решетневские чтения : материалы 27-й междунар. науч. конф., посвящ. памяти генерала конструктора ракет.-косм. систем акад. М. Ф. Решетнева : в 2 ч. Красноярск, 12–14 нояб. 2013 г. Красноярск, 2013. Ч. 2. С. 64–66.

# Секция «ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ»

# ПРОБЛЕМЫ РАЗВИТИЯ И ВНЕДРЕНИЯ СИСТЕМ СВЯЗИ В СЕВЕРНЫХ РАЙОНАХ КРАСНОЯРСКОГО КРАЯ

А. П. Басков, В. В. Сухотин (научный руководитель)

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

В статье рассмотрены проблемы, связанные с развитием и внедрением систем связи в северных районах Красноярского края, и пути их решения. Приведена структурная схема реализации узла связи передачи данных и телематических услуг для конкретных условий. Сделан вывод.

Проблема развития и реконструкции инфраструктуры связи в северных регионах России является актуальной по сей день. Отсутствие устойчивых высокоскоростных каналов связи, нестабильное электропитание (характеристики сети не соответствуют норме), отрицательные среднегодовые температуры, а также социально-экономические причины делают задачу организации узлов связи достаточно многогранной, требующей комплексного и системного подхода.

Существующая инфраструктура связи требует модернизации и реконструкции. Маленькая плотность населения в северных территориях Российской Федерации делает их непривлекательными для развития связи сотовыми компаниями (малое количество абонентов при дорогостоящих вложениях).

При проектировании узлов связи передачи данных и телематических услуг (ПД и ТМ) рассматриваются следующие вопросы:

1. Схема организации связи и управления узла ПД и ТМ;

2. Схема присоединения узла ПД и ТМ к присоединяющему оператору;

3. Размещение проектируемого оборудования в помещении узла ПД и ТМ (монтажные конструктивы, тип проектируемого оборудования, обоснование выбора оборудования);

4. Качественные показатели услуг, оказываемых узлом ПД и ТМ провайдера;

5. Автоматическая система расчетов (биллинг) и вопросы учета трафика пользователей;

6. Система оперативно-розыскных мероприятий (СОРМ) и ее реализация на узле провайдера;

7. ІР-адресация и маршрутизация трафика;

8. Управление и мониторинг узла ПД и ТМ (оборудование и ПО, обеспечивающее управление и мониторинг);

9. Электропитание и заземление оборудования;

10. Наличие физических (проводных) каналов связи отсутствуют;

11. Доступность спутниковых каналов связи;

12. Система бесперебойного электропитания;

13. Сложные климатические условия эксплуатации.

Любые технические решения, принятые в процессе проектирования, должны основываться в первую очередь на технических условиях (далее ТУ) заинтересованных

лиц, протоколах осмотра и измерений, техническом задании на проектирование и нормативных документах.

Вопросы межоператорского присоединения узла ПД и ТМ рассматриваются утвержденными «Правилами присоединения сетей электросвязи и их взаимодействия». Для проектирования от присоединяющего оператора необходимы ТУ на присоединение, договор об операторском присоединении (если есть) и письмо-согласование проекта на узел ПД и ТМ после завершения работ по проектированию. При получении ТУ от оператора, необходимо понимать, что точка присоединения, прописанная в ТУ, – эта та точка, до которой у вас должен быть построен абсолютно легальный транспорт. Самый хороший случай – это присоединение по тому же адресу, где и предполагается разместить ваш узел ПД и ТМ. В данном случае нет необходимости рассматривать в проекте вопросы ВОЛС до точки присоединения, размещение оборудования в стойке оператора и пр. В случае если точка присоединения и узел разнесены территориально, то в проекте на узел необходимо рассматривать вопросы построения транспорта до оператора, а это линия связи и оборудование межстанционной связи (МСС). Линия связи может быть как арендуемой (у третьих лиц либо у присоединяющего оператора), так и своей (сданной в эксплуатацию ранее, проектируемой либо отображаемой в составе проекта на узел, в проекте сеть передачи данных или проектируемой по отдельному титулу). В случае если линия до точки присоединения оператора арендуется у самого оператора, к проекту прикладывается только договор аренды транспорта. При аренде канала связи (с оконечным оборудованием) у третьих лиц со стороны Роскомнадзора могут возникнуть вопросы по части наличия у них лицензии на оказание услуги аренды каналов, а также разрешения оказывать данные услуги в точках приземления транспорта. В случае аренды физической линии (волокна в волоконно-оптическом кабеле либо медной пары) вопросов по лицензии не возникает, но в проекте необходимо отражать установку оборудования на стороне присоединяющего оператора, что усложняет проект и ведет к его удорожанию. Для документального подтверждения аренды ВОЛС либо медного транзита к проекту необходимо прикладывать договор аренды. При использовании уже существующего транспорта, сданного в эксплуатацию ранее, к проекту необходимо прикладывать разрешение на эксплуатацию либо акт приемки КС.

Присоединение также может производиться по дуплексному спутниковому каналу, необходимо решение о присвоении радиочастот или радиочастотных каналов, выданное ГРЧЦ, ТУ от присоединяющего оператора, и письмо-согласование схемы присоединения от них же. При этом размещение самой станции спутниковой связи может быть рассмотрено как в составе проекта на узел ПД и ТМ, так и отдельно, в любом случае это ведет к удорожанию проекта.

Все активное оборудование (сервера, биллинг, коммутаторы, ИБП), устанавливаемое по проекту, должно иметь сертификаты соответствия в области связи либо декларации о соответствии в области связи. Список оборудования, подлежащего обязательной сертификации в области связи, приведен в Постановлении правительства РФ № 896 от 31 декабря 2004 г.

Автоматическая система расчётов (АСР) либо биллинг необходимы для расчетов с абонентами, учета трафика и пр. АСР обязательно должна быть сертифицирована в области связи. Примеры сертифицированных АСР – NetUp UTM, Traffic Inspector, idecko и пр.

Управление и мониторинг узла ПД и ТМ обычно производится централизованно с рабочего места администратора сети, с помощью специализированных протоколов управления и мониторинга.

Размещение оборудования узла ПД и ТМ может производиться как в арендуемом, так и в собственном помещении. Как правило, для малого узла ПД и ТМ провайдера (до 3 шкафов либо стоек) подходит помещение с площадью от 10 м<sup>2</sup>, расположенное на любом из этажей здания. Для малых узлов ПД и ТМ вопросы архитектурностроительных решений и подготовки помещений обычно не рассматриваются.

Архитектурно-строительные, объемно-планировочные решения данным проектом зачастую не разрабатываются. Помещение, выделенное под установку проектируемого оборудования, удовлетворяет требованиям нормативных документов.

Исходя из вышесказанного схема организации связи для предоставления услуг передачи данных и телематических услуг связи в северном населенном пункте с населением до 1000 человек приведена на рис. 1.

В соответствии с данными услугами абоненту обеспечивается:

а) доступ к сети связи;

б) доступ к информационным системам информационно-телекоммуникационных сетей, в том числе к Интернету;

в) прием передача электронных сообщений;

г) доступ к услугам передачи данных, оказываемым другими операторами связи.



Рис. 1. Схема организации услуг ПД и ТМ

Данная схема организации услуг ПД и ТМ имеет ряд преимуществ, а также и некоторые недостатки по сравнению с аналогичными схемами реализации.

Преимущества:

a) центр управления системой (биллинг, маршрутизация, основное серверное оборудование) расположен на центральном узле, и нет необходимости установки дополнительного оборудования на местном уровне;

б) беспроводная организация последней мили до абонента (без использования проводов, существующих опорных сооружений);

в) мобильность и доступность абонентских устройств (использование беспроводных сетей на базе стандарта IEEE 802.11). Устройства широко представлены на рынке. Гарантируется совместимость оборудования благодаря обязательной сертификации оборудования;

г) расширяемость системы (увеличение количества базовых точек доступа, расширение спутникового канала данных с увеличением количества абонентов без существенных изменений в основной схеме);

в) расходы на организацию, текущее обслуживание, модернизацию по сравнению с аналогичными системами значительно меньше.

Таким образом, проблемы, которые возникают при организации и внедрении связи в северных районах Красноярского края, должны решаться индивидуально для каждого конкретного случая с применением в комплексе как наземных систем, так и спутниковых систем связи.

# КЛАССИФИКАЦИЯ КОМАНДНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

### В. В. Евстратько, А. В. Мишуров

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: evstrafly@gmail.com

В статье приводится классификация командно-измерительных систем космических аппаратов. Рассмотрены достоинства и недостатки основных типов командно-измерительных систем космических аппаратов, применяемых на сегодняшний день в космической отрасли.

Командно-измерительная система космического аппарата (КИС КА), входящая в состав каждого КА, предназначена для управления космическим аппаратом и его функциональными подсистемами на всех этапах эксплуатации [2]. Управление режимами работы и функциями КА осуществляется путём передачи из Центра управления полётом (ЦУП) по радиоканалу команд управления (КУ) и командно-программной информации (КПИ). По ответному радиоканалу передаются квитанции об исполнении команд и телеметрические данные (ТМ) о состоянии узлов и подсистем КА и выполняемых ими функциях. Кроме того, командно-измерительная система обеспечивает измерение текущих навигационных параметров КА (ИТНП), к основным из которых относятся дальность КА относительно ЦУП и его скорость. Вычисление текущих навигационных параметров КА производится в ЦУП на основе результатов измерений ТНП. Получили распространение два метода измерения дальности – с использованием псевдослучайного сигнала (ПСП) или дальномерных тоновых синусоидальных сигналов [1, 6]. Скорость КА оценивается на основе доплеровских измерений [1–4].

На сегодняшний день существует несколько типов КИС КА, отличающихся схемой радиотракта передачи КУ, радиотракта ТМ и радиотракта ИТНП [2]. В статье приведена классификация КИС КА по режимам работы основных радиотрактов и применяемым схемотехническим решениям. Узлы передатчиков от модулятора до антенны и приемников от антенны до демодуляторов на рис. 1 и последующих не приведены, как очевидные.



Рис. 1. Структурная схема КИС КА типа 1

На рис. 1 показана структурная схема системы КИС КА типа 1 [3]. Система обеспечивает одновременную передачу команд управления или командно-программной информации, телеметрии и производит измерение дальности на основе ПСП, формируемой генератором ГПСП. Измерение скорости КА производится на основе доплеровских измерений (блок вычисления скорости БВС на рис. 1). Характерной особенностью данного типа КИС КА является двухуровневая модуляция [4]. На первом уровне для КУ, ТМ, ИТНП выделяются поднесущие частоты, которые модулируются соответствующими данными путём ФТ, КАМ или других видов дискретной модуляции. Затем модулированные поднесущие напряжения поступают в сумматор и сигналом с выхода сумматора производится модуляция несущей частоты. Для модуляции несущего колебания выбирают фазовую или частотную модуляцию [4].



Рис. 2. Структурная схема КИС КА типа 2

На рис. 2 показана структурная схема системы КИС КА типа 2. Система обеспечивает одновременную передачу команд управления или командно-программной информации, телеметрии и производит измерение текущих навигационных параметров. Измерение скорости КА, как и в КИС типа 1, производится на основе доплеровских измерений (блок вычисления скорости БВС на рис. 2). Характерными особенностями данного типа КИС КА также является двухуровневая модуляция и применение тоновых синусоидальных сигналов с целью измерения дальности [4]. При равной точности измерения ТНП для метода с ПСП (КИС КА типа 1) требуется большая ширина полосы частот сигнала на поднесущей частоте в сравнении с шириной полосы частот, которую занимают тоновые синусоидальные сигналы измерения дальности (КИС КА типа 2). Однако при измерении дальности с использованием тоновых синусоидальных сигналов измерение производится на нескольких кратных частотах от мажорного тона (основной частоты) до минорных, более низкочастотных, тонов, при этом передача сигналов производится последовательно, что приводит к большим затратам времени на измерения дальности в сравнении с методом ПСП. КИС КА типа 2 является более простой и дешевой при изготовлении в сравнении с КИС типа 1.



Рис. 3. Структурная схема КИС КА типа 3

На сегодняшний день наиболее предпочтительной выглядит схема КИС КА, приведенная на рис. 3. В отличие от КИС КА типа 1 и КИС КА типа 2 система КИС КА типа 3 обеспечивает одновременную передачу команд управления и команднопрограммной информации от ЦУП до КА, телеметрии от КА до ЦУП, а также производит измерение текущих навигационных параметров без использования многоуровневой модуляции и поднесущих частот [4]. Это обеспечивается за счет того, что данные КУ, КПИ и ТМ передаются путем кодирования ПСП, используемой для измерения ТНП. Расчеты показывают, что применение одного тракта для передачи КУ, КПИ, ТМ, сигналов ИТНП позволяет уменьшить ширину полосы частот сигнала до 20 раз при равных скоростях передачи и точностях измерения текущих навигационных параметров в сравнении с системами, в которых используется многоуровневая модуляция. Также КИС типа 3 имеет более простую систему цифровой обработки сигналов, в которой отсутствуют модуляторы/демодуляторы поднесущих частот и частотно-избирательные элементы, что уменьшает стоимость и сложность разработки и изготовления КИС КА.

### Список литературы

1. Панько С.П. Измерение дальности космического аппарата // Исследования наукограда. 2015. № 4, ноябрь-декабрь. С. 10.

2. Микрин Е.А. Бортовые комплексы управления космическими аппаратами и проектирование их программного обеспечения. М.: Из-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2003.

3. Сыров А.С. Бортовые системы управления космическими аппаратами. М.: МАИ-Принт, 2010.

4. Стандарт ESA PSS-04-107 (European Space Agency Packet telecommand standard).

5. Bertiger B.R. [US], Leopold R.J. [US]; Peterson K.M. [US]. Telemetry, tracking and control for satellite cellular communication systems. Patent EP0421704 (A2), 1991-04-10.

6. Чмых М.К. Цифровая фазометрия. М.: Радио и связь, 1993.

# МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ РАДИАЦИОННОЙ СТОЙКОСТИ ОПТИЧЕСКОГО ВОЛОКНА ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ НА БОРТУ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

К. В. Заичко, А. О. Семкин, В. И. Ефанов (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634034, г. Томск, пр. Ленина, 40 E-mail: zaichkokv@gmail.com

В данной работе рассмотрена возможность применения оптических волокон (OB) в качестве среды передачи информации в бортовых системах связи космических аппаратов. Проведен сравнительный анализ волоконных световодов различных типов: стандартного одномодового, OB с легированной сердцевиной, а также микроструктурированных волокон (MOB). На основе проведенного анализа определен наиболее подходящий для применения в космическом пространстве тип волокна.

Применение волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) на современных космических аппаратах (КА) является наиболее перспективным решением, отвечающим требованиям не только чрезвычайно высокой скорости передачи информации, но и также высокой надежности, долговечности, малых габаритов, массы и энергопотребления, совместимости с уже существующими устройствами обработки информации. Фактором, ограничивающим применение ОВ в космическом пространстве, является их радиационная устойчивость, повышение которой может быть достигнуто определёнными методами.

Целью данной работы является обзор методов увеличения радиационной стойкости оптического волокна за счёт внедрения легирующих добавок, рассмотрение микростуктурированных оптических волокон и их особенностей. Проведен сравнительный анализ различных типов: стандартного одномодового, OB с легированной сердцевиной, а также MOB. На основе проведенного анализа определен наиболее подходящий для применения в космическом пространстве тип волокна.

В настоящее время наиболее распространенными являются одномодовые волоконные световоды с сердцевиной и оболочкой из легированного или нелегированного кварцевого стекла. Диапазон рабочих длин волн таких световодов составляет 0,78...1,9 мкм. Заготовки для них изготавливают по методу химического парафазного осаждения кварцевого стекла из смеси исходных газообразных реагентов. Разработаны и хорошо известны различные технологические процессы изготовления волокон с малыми потерями, реализующие этот метод: MCVD, FCVD, VAD, OVD, PCVD и SPCVD [1, 2]. После создания заготовок световоды изготавливают из них известным методом вытягивания. В процессе вытягивания наносят защитное покрытие. В результате OB состоит из сердцевины, оболочки на основе кварцевого стекла и защитного покрытия.

Основным фактором в снижении качества передачи информации по OB в условиях космического пространства являются радиационные эффекты за счет воздействия на элементы OB протонов космических лучей и электронов, входящих в состав корпускулярного излучения Солнца и захваченных магнитным полем Земли [3]. При воздействии данных излучений в волоконном световоде возникает радиационно-наведенное поглощение (РНП) света. Эффект РНП объясняется тем, что в материале световода образуются радиационные центры окраски (РЦО), за счёт РЦО происходит разрушение химических связей молекул, образующих матрицу стекла.

На данный момент известны три механизма РНП, влияющие на распространение светового сигнала в ближнем ИК-диапазоне, подавление которых и означало бы повышение радиационной стойкости волокна:

1. Первый механизм – это РНП, вызванное РЦО, связанными с атомами хлора, входящими в сетку номинально нелегированного кварцевого стекла при синтезе заготовки из смеси газообразных молекулярного кислорода O<sub>2</sub> и тетрахлорида кремния SiCl<sub>4</sub>. Это РНП растет с ростом содержания хлора в стекле световода. При этом показано, что потери в УФ-диапазоне на порядок выше, чем в ближней ИК-области, где находится диапазон «окон прозрачности» кварцевых OB [4];

2. Второй механизм – это РНП, не связанное с атомами хлора. Оно тоже имеет максимум в видимом или УФ-диапазоне спектра и монотонно спадает с увеличением длины волны. При больших дозах ионизирующего излучения это РНП зависит от дозы немонотонно: оно резко возрастает в начале облучения, а затем уменьшается с ростом дозы [5]. Природа РЦО, ответственных за это РНП, доподлинно неизвестна и до сих пор теоретически не объяснена;

3. Третий механизм – это РНП, достигающее максимума на длине волны около 1,9 мкм и монотонно снижающееся с уменьшением длины волны [6]. Природа РЦО, ответственных за это РНП, также доподлинно неизвестна.

Повышения радиационной стойкости световода и уменьшения РНП можно достичь путём изменения химического состава легирующих примесей [7–10].

В [7] показано, что легирование сердцевины ОВ оксидом германия приводит к уменьшению его радиационной устойчивости. Однако высокая концентрация германия позволила получить световод методом внешнего аксиального осаждения (VAD-метод) [8]. Отличительной особенностью световодов, полученных VAD-методом, является отсутствие провала в профиле показателя преломления, характерного для MCVDпроцесса. В [9] описан метод повышения радиационной стойкости волоконного световода на основе кварцевого стекла с сердцевиной из нелегированного кварцевого стекла за счет его насыщения молекулярным водородом и облучения гамма-излучением. В процессе гамма-излучения атомы водорода подавляют возникновение РЦО. После облучения сетка стекла не содержит предшественников РЦО, ответственных за первый и второй механизмы РНП. В результате волоконный световод приобретает свойства повышенной радиационной устойчивости.

В [10] описана технология изготовления кварцевых световодов, легированных фтором, позволяющая снизить содержание атомов хлора в стекле (атомы более химически активного фтора замещают атомы хлора). Из-за малого количества хлора в сетке стекла сердцевины уменьшается влияние первого механизма РНП. Кроме того, в световоде из-за наличия фтора в стекле подавлен третий механизм РНП. По результатам исследования [10] волоконный световод обладает повышенной радиационной стойкостью.

Использование одних легирующих примесей (германий) позволяет достичь профильного характера показателя преломления в OB, но приводит к возникновению дополнительных РЦО. Использование других легирующих примесей (водород, фтор) позволяет повысить радиационную устойчивость OB, но пагубно влияет на профиль показателя преломления.

На данный момент неизвестны добавки, которые позволяют добиться эффективного профиля показателя преломления и в то же время увеличить радиационную стойкость OB. Соответственно следует найти вариант, полностью исключающий наличие данных примесей [11].

В настоящее время наиболее активно исследуется новый тип OB – микроструктированные оптические волокна (MOB), которые в некоторых источниках называют фотонно-кристаллическими волокнами (ФКВ). Микроструктурированные (фотонно-кристаллические) волокна представляют собой новый тип оптических волноводов, оболочка которых состоит из набора вытянутых при высокой температуре полых стеклянных капилляров. Строение МОВ показано на рисунке.



Рис. Строение МОВ [12]

Сравнительные характеристики стандартных и микоструктурированных волокон приведены в таблице.

Таблица

Сравнительные характеристики обычных и микростурированных волокон [13]

Характеристика	Обычное волокно	MOB	
Числовая апертура NA	0,06	>0,6, достигнута	
		0,9 – предел	
Диаметр волокна для	8	> 40	
одномодового режима, мкм	Х=1540 нм	Х=300-2000 нм	
Площадь сердцевины, мкм <sup>2</sup>	50	3-1000	
Нелинейные эффекты	Полный набор	Отсутствуют или ярко	
		выражены	
Потери, Дб/км	0,2, близки к теоретическому	10, достигнуты	
	пределу	Теоретический передел 0,0005	

Из таблицы видно, что микроструктурированные волокна могут иметь большую числовую апертуру, что позволит облегчить ввод излучения в ОВ. Нелинейные оптические эффекты могут быть подавлены либо наоборот усилены. На данный момент оптические потери в МОВ относительно стандартных волокон выше, однако МОВ с полой сердцевиной теоретически имеют затухание на уровне 0,0005 Дб/км [13].

Особенностью микроструктурированных волокон является сильная зависимость дисперсионных свойств от геометрических характеристик. Выбор геометрии волокна позволяет реализовать положительную, отрицательную и нулевую дисперсии, а также изменять наклон дисперсионной кривой [13].

Таким образом, использование МОВ в качестве среды передачи для бортовых систем связи космических аппаратов представляется наиболее предпочтительным. В таких волокнах исключено влияние РНП на процесс распространения света в связи с тем, что оптическое излучение распространяется в полой сердцевине световода. Стоит отметить, что применение МОВ не ограничивается только космическим пространством. Любые системы, работающие в условиях повышенного радиационного фона, могут быть оборудованы системами связи на основе микроструктурированных волокон.

### Список литературы

1. Nagel S.R, MacChesney J.B., Walker K.L. An overview of the modified chemical vapor deposition (MCVD) process and performance // IEEE Journal of Quantum Electronics. Vol. 18. № 4. P. 459-476 (1982).

2. Low-hydrogen silicon oxynitride optical fibres prepared by SPCVD / E.M. Dianov, K.M. Golant, A.S. Kurkov, R.R. Khrapko, A.L. Tomashuk // Journal of Lightwave Technology. 13. № 7. P. 1471–1474 (1995).

3. Перминов С.В. Электромагнитные волны и электронные системы. 2003. Т. 8. № 9. С. 40-44.

4. Transient radiation responses of optical Fibers: influence of MCVD process parameters / S. Girard, C. Marcandella, A. Alessi, A. Boukenter, Y. Ouerdane, N. Richard, P. Paillet, M. Gaillardin, M. Raine // IEEE Transactions on Nuclear Science. Vol. 59. № 6. P. 2894-2901 (2012).

5. Tomashuk A.L., Golant K.M. Radiation-resistant and radiation-sensitive silica optical fibers // Proceeding of SPIE. Vol. 4083. P. 188–201 (2000).

6. Low-dose radiation-induced attenuation at infrared wavelengths for P-doped, Ge-doped and pure silica-core optical fibers / E. Reginer, I. Flammer, S. Girard, F. Gooijer, F. Actten, G. Kuyt // IEEE Transactions on Nuclear Science. Vol. 54. № 4. P. 1115–1119 (2007).

7. Иванов Г.А., Первадчук В.П. Технология производства и свойства кварцевых оптических волокон: учеб. пособие. Пермь: Изд-во Перм. нац. исслед. политехн. ун-та, 2011. С. 127–135.

8. Onishi M., Kashiwada T., Ishiguro Y., Koyano Y., Nishimira N., Kanamori H. High-performance dispertion-compensating fibers // Fiber and Integrated Optics, 1997, V. 16, P. 277–285.

9. Пат. 744067 США МПК G02B 6/00 B2 Radiation resistant single-mode optical fiber and method of manufacturing thereof; опубл. 21.10.2008.

10. Пат. 5267343 США МПК G02B 6/00, G02B 6/02, C03C 25/60; C03C 25/62 Enhanced radiation resistant fiber optics; опубл. 30.11.1993.

11. Капранов Ю.С., Ларин Ю.Т., Перминов С.В. Применение волоконно-оптических кабелей на основе микроструктурированных волокон на борту космических аппаратов нового поколения // Кабели и провода. 2010. № 4 (323). С. 6–9.

12. Фотонно-кристаллическое оптическое волокно [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://thesaurus.rusnano.com/wiki/article641 (дата обращения: 27.03.2016).

13. Шумков Д.Б., Левченко А.Е. Специальные волоконные световоды: учеб. пособие. Пермь: Издво Перм. нац. исслед. политехн. ун-та, 2011. 178 с.

### ИЗМЕРЕНИЕ РАЗНОСТИ ФАЗ ПРИ РАДИОПЕЛЕНГАЦИИ В СИСТЕМАХ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

А. С. Камышникова, Т. А. Зубов, В. В. Сухотин

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

В статье описан метод определения разности фаз сигналов, принятых разновременно от источника радиоизлучения в системах спутниковой связи. Изложены результаты моделирования данного метода в программной среде Matlab Simulink. Рассмотрены погрешности данного метода определения разности фаз.

В фазометрии решается задача измерения разности фаз двух одновременных сигналов. Для измерения разности фаз используются следующие основные методы: компенсационный, преобразования в постоянное напряжение, преобразования во временной интервал [1, 2].

Сущность компенсационного метода состоит в том, что измеряемую разность фаз с помощью специального измерительного средства – фазовращателя, включаемого в цепь одного из сигналов, изменяют так, что результирующий эффект воздействия двух сигналов на устройство сравнения доводят до нуля. Зная изменение разности фаз, вносимое фазовращателем, можно определить разность фаз между сигналами [2].

Во втором методе измеряемая разность фаз преобразуется в прямоугольные импульсы длительностью  $t_{\psi}=(\Delta\psi/360)T$ , где  $\Delta\psi$  – измеряемая разность фаз; T – период измеряемого сигнала. Из сформированных импульсов выделяется постоянная составляющая  $U_0=U_m t_{\psi}/T=(\Delta\psi/360)U_m$ , где  $U_m$  – амплитуда импульсов, и затем измеряется постоянное напряжение  $U_0$  [1].

Сущность третьего метода состоит в преобразовании исследуемых синусоидальных напряжений в периодические последовательности коротких импульсов, формируемых в моменты перехода этих напряжений через нуль с производными одинакового знака. Интервал времени между ближайшими импульсами  $t_2 - t_1$  прямо пропорционален измеряемой разности фаз. [2]

В классических случаях речь идёт об измерении разности фаз сигналов от разных источников. Однако в некоторых случаях необходимо решать задачу измерения разности фаз сигналов, полученных от одного источника радиоизлучения (ИРИ) в разные моменты времени. Так, для определения координат источника радиоизлучения (далее ИРИ) может быть использован метод с применением виртуальной антенной решетки (далее ВАР), образованной последовательными позициями искусственного спутника Земли (далее ИСЗ). Подробно суть данного метода изложена в работах [3–5]. При использовании данного метода для нахождения координат ИРИ необходимо предварительно определить направление прихода волны от него в разных позициях ИСЗ по измеренному значению разности фаз  $\Delta \psi_{1-2(i)}$ :

$$\theta_{j} = \arccos \frac{\nu}{2 \cdot \pi \cdot d_{j}} \cdot \Delta \psi_{1-2(j)}, \qquad (1)$$

где *j* – номер измерения (j = 1, 2, 3);  $d_j$  – база антенн в *j*-й позиции ВАР; v – длина волны принимаемого сигнала [6].

Для решения задачи измерения разности фаз сигналов, полученных от одного ИРИ в разные моменты времени, предлагается использовать описанный ниже метод. На рис. 1 представлена структурная схема системы для данного метода.



Рис. 1. Структурная схема системы разновременного измерения разности фаз: АТП – аналоговый тракт приёмника; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; Пам - память; Фаз – фазометр; ИК – измеритель координат ИРИ

Схема работает следующим образом. С выхода аналогового тракта приёмника после понижения частоты на вход АЦП поступает отфильтрованный сигнал синусоидальной формы частотой (возьмем для расчета широко используемую в спутниковых модемах частоту) с номиналом 70 МГц. Оцифрованный сигнал с выхода АЦП записывается в буфер памяти. Запись в буфер памяти происходит во время перемещения ИСЗ из первой во вторую позиции ВАР. По окончании цикла записи из памяти извлекаются два фрагмента сигнала, соответствующих нахождению ИСЗ в первой и во второй позициях. Длительность каждого фрагмента выбирается таким образом, чтобы она была во много раз меньше времени перемещения спутника из первой позиции во вторую.

Фрагменты сигнала поступают на вход фазометра. В данном методе будем рассматривать движение ИСЗ по прямолинейному участку траектории движения. Это позволяет исключить медленно меняющуюся переменную составляющую разности фаз, вызванную перемещением ИСЗ за время измерения, как показано в работах [7, 8]. На рис. 2 представлена схема реализации фазометра.



Рис. 2. Схема реализации фазометра

На выходе фазометра получаем искомую разность фаз, значение которой поступает на измеритель координат ИРИ.

Проведём анализ погрешностей измерения разности фаз при моделировании работы данной схемы в программной среде Matlab Simulink.

Рассмотрим зависимость погрешности измерения разности фаз от количества выборок на период сигнала, график которой приведён на рис. 3.

Из графика видно, что при увеличении количества выборок на период происходит уменьшение по модулю погрешности измерения разности фаз, что обуславливается уменьшением частоты квантования.

На рис. 4 приведён график зависимости погрешности измерения разности фаз от абсолютной нестабильности частоты ИРИ.

Анализируя рис. 4, можно заметить периодически возникающую неравномерность, проявляющуюся в виде скачкообразного изменения модуля погрешности измерения разности фаз. Данный скачок имеет разницу по уровню порядка 0,2 град. по сравнению с предыдущим значением. Наличие неравномерности подобного рода обусловлено накоплением ошибки квантования по уровню и по частоте. При этом после каждого такого скачка наблюдается эффект неразличимости изменения погрешности при увеличении нестабильности частоты в пределах 3,8(8) кГц.



Рис. 3. График зависимости модуля погрешности измерения разности фаз от количества выборок на период сигнала



Рис. 4. График зависимости модуля погрешности измерения разности фаз от абсолютной нестабильности частоты ИРИ

Исходя из анализа погрешностей для данного метода, можно сделать вывод о необходимости использования высокой частоты дискретизации для повышения точности измерения разности фаз.

Также для этих целей представляется целесообразным использование высокоточного корреляционного фазометра, принцип работы которого описан в работе [9].

### Список литературы

- 1. Чмых М.К. Цифровая фазометрия. М.: Радио и связь, 1993. 184 с.
- 2. Христофоров А.В., Сайкин К.С. Методы измерения разности фаз электрических колебаний: учеб.-метод. пособие к специальному лабораторному практикуму для студентов старших курсов и магистрантов кафедр радиофизического направления. Казань: Казанский гос. ун-т, 2006. 26 с.

3. Калашникова А.С., Сухотин В.В. Методы защиты частотного ресурса спутниковой системы // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. [Электронный ресурс] / науч. ред. С. П. Панько; отв. за вып. А. А. Левицкий. Электрон. дан. (32 Мб). Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2014. 606 с.

4. Kalashnikova A.S., Sukhotin V.V. Consideration of Methods to Protect Frequency Resources of Satellite System Against Unauthorized Access. 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. – Omsk: Omsk State Technical University. Russia, Omsk, May 21–23, 2015. IEEE Catalog Number: CFP15794-CDR. ISBN: 978-1-4799-7102-2.

5. Метод определения координат радиопередатчика с использованием геостационарного ИСЗ / А.С. Калашникова, В.В. Сухотин, О.В. Адмаев, Е.О. Смольников // Успехи современной радиоэлектроники. М.: Радиотехника. № 10. 2015.

6. Сухотин В.В. Определение координат источников сигналов в системах спутниковой связи : дисс. ... канд. техн. наук : 04.02.2003 / Сухотин Виталий Владимирович. Красноярск, 2003.

7. Исследование траектории движения искусственного спутника земли для исключения дополнительного набега фазы при определении координат / И.А. Кучкин, В.В. Сухотин, С.П. Панько [и др.] // Фундаментальная информатика, информационные технологии и системы управления: реалии и перспективы. FIITM-2014: материалы междунар. науч.-практ. конф. / отв. за вып. Б.В. Олейников. Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2014. 397 с.

8. Пат. 2207579 Российская Федерация, МПК7 G01R25/08. Цифровой фазометр / Панько С.П., Сухотин В.В., Югай В.В., Чумиков В.Ф. ; заявитель и патентообладатель Федеральное гос. унитарное предприятие научно-произв. пр-тие «Радиосвязь». № 2002101423/09; заявл. 11.01.02; опубл. 27.06.03.

9. Алёшечкин А.М., Мусонов В.М., Романов А.П. Метрология и радиоизмерения. Организационно-методические указания по обеспечению самостоятельной работы. Красноярск, Сиб. федер. ун-т, 2008. 153 с.

# КОМБИНИРОВАНИЕ МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ НАДЁЖНОСТИ В ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЕ

В. Н. Кириченко, Е. Д. Михов

Военно-инженерный институт ФГАОУ ВО СФУ 660036, г. Красноярск, Академгородок, 13a (корпус № 8) E-mail: kpvii@sfu-kras.ru

В докладе представлены результаты работы над созданием экспериментальной высоконадёжной вычислительной системы с использованием нескольких способов резервирования в комплексе. В процессе практической эксплуатации серийных образцов вычислительных систем авторами статьи выявлялись так называемые «слабые» места – аппаратные, программные элементы, чаще чем остальные выходящие из строя, приводящие к неработоспособности системы в целом. Целью экспериментальной работы являлась задача обойти такие «слабые» элементы или в крайнем случае использовать возможность резервирования. Особое внимание на этапе исследования уделяется функциональности программной составляющей системы, её способности на определённых уровнях самостоятельно восстанавливать работоспособность элементов вычислительной системы. Одно из важных требований, предъявляемых к данной разработке – избежать провалов в потоке обрабатываемых данных и перерывов в передаче информации конечному потребителю.

Надёжность вычислительной системы является важнейшим фактором, с которым приходится сталкиваться в процессе разработки и дальнейшего использования программно-технических комплексов (ПТК), выполняющих задачи по обработке информации в течение длительного периода их эксплуатации. Особенно остро стоит вопрос надёжности при выполнении вычислительных задач в случае сопряжения ПТК с периферийным оборудованием, а также без участия обслуживающего персонала. Вышесказанное подтверждает актуальность разработки новых методов обеспечения надежности.

Как известно, существует множество способов резервирования в подобных вычислительных комплексах [1] и эти способы являются составляющими системного и программного резервирования, их подвидов и комбинаций. Одним из таких способов повышения надёжности является резервирование аппаратной составляющей вычислительной системы. Анализ же вариантов программного способа резервирования выходит за рамки этой статьи.

Недостатком системного метода резервирования является удорожание вычислительного комплекса, увеличение габаритов и потребляемой мощности, усложнение обслуживания, увеличение количества отказов аппаратной части.

Многими ведущими фирмами, основным направлением деятельности которых является производство высоконадёжных программно-технических комплексов, используется такой метод резервирования (Compaq, Fujitsu, HP) [2]. Следует отметить, что в целях непрерывности вычислительного процесса и исключения потерь данных в таких комплексах используется единая система хранения данных с одно- и максимум двукратным резервированием.

В данной статье предлагается комбинированный программно-аппаратный метод повышения надёжности. Основным требованием, предъявляемым к предлагаемому варианту построения вычислительной системы, является беспрерывность выдаваемых потребителю результатов вычислений, так что особенностью построения рассматриваемого вычислительного комплексе является общее резервирование, когда два (или более) серверов работают параллельно. Кроме того, установленное специальное программное обеспечение осуществляет контроль ошибок, на программном уровне выполняя задачи резервирования.

Экспериментальный вычислительный комплекс состоит из нескольких идентичных серверов, объединённых между собой каналами связи по протоколу Ethernet с использованием высоконадёжных коммутаторов. Каждая составляющая предлагаемого вычислительного комплекса имеет дополнительный резервный источник питания. Требования, предъявляемые к аппаратной части серверов, заключаются в основном в использовании безвентиляторных системных блоков с пассивным охлаждением и использованием твердотельных накопителей.

Установленная операционная система на серверах на этапе исследований – Astra Linux Common Edition v1.9 «Орёл». Кроме того, установлено специальное программное обеспечение, выполняющее основную задачу вычислительного комплекса – приём информации от источника, её обработка и выдача результатов потребителю. Также в качестве дополнительного программного обеспечения установлена так называемая управляющая программа, описанию работы которой мы уделим основное внимание в данной статье.

Структурная схема соединений вычислительного комплекса представлена на рис. 1. Каждый сервер, назовём его УС – управляющий сервер, представляет собой промышленный компьютер и имеет в своём составе четыре сетевых адаптера, подключённых с помощью Ethernet-соединения к высоконадёжным коммутаторам. С целью дополнительного резервирования каналов приёма от источника и передачи потребителю подключение осуществляется раздельной парой коммутаторов. С целью повышения надёжности комплекса используется дополнительный уровень резервирования на уровне подсистем, как было сказано выше, в частности резервирование источников питания серверов и источников питания интерфейсов для обмена данными. Напомним также, что каждый элемент нашего вычислительного комплекса имеет основной и резервный встроенные блоки питания, подвод питающего напряжения осуществляется по раздельным кабельным соединениям от устройства распределения питания (УРП) (см. рис. 1).

Двойное резервирование аппаратной части каждой составляющей ПТК является основой в ситуации постепенной деградации вычислительной системы.



Рис. 1. Структурная схема соединений вычислительного комплекса: А – управляемое устройство распределения питания; В – источники информации (данных); С – автоматизированная управляющая система удалённого пользователя; Е – Ethernet-коммутаторы; F – управляющие серверы

За взаимодействие между серверами, входящими в состав комплекса, отвечает дополнительное программное обеспечение (ДПО), входящее в комплект ПО каждого сервера и загружаемое во время начального этапа загрузки операционных систем. Так как в нашем случае используется ОС из серии Linux, в статье назовём это ДПО «демоном».

В задачи «демона» входит:

– обеспечение диалога с соседними серверами, данные о которых заранее прописаны в файлах настроек;

- запуск основной программы вычислительного комплекса;

- контроль за работой основной программы;

 обеспечение обновления основной программы и отката в случае её неустойчивой работы;

- переназначение уровней серверам: ведущий, ведомый;

- контроль за работой аппаратной составляющей комплекса;

 управление включением, выключением и перезапуском взаимодействующих серверов таким образом, чтобы в единицу времени работали не менее 2 серверов одновременно (ведущий и один из ведомых);

– контроль за ресурсом работы и распределение времени с целью равномерной наработки серверов;

– управление работой на потребителя основной программы: выдача результатов работы ведущим сервером, блокировка выдачи данных основной программы ведомого сервера.

В целях установления понимания принципа работы предлагаемого варианта вычислительного комплекса дадим определения и задачи его составляющим. Главной задачей основного программного обеспечения серверов является приём от источника, обработка и выдача информации потребителю. При этом ведущий сервер выполняет задачи в полном объёме, а выходная информация ведомого сервера блокируется по команде «демона». Третий сервер находится в «холодном» резерве, то есть выключен, но готов к принятию команды от «демона» соседнего сервера на включение.

Взаимодействие между элементами программного обеспечения сервера показано на рис. 2.



Рис. 2. Взаимодействие между элементами программного обеспечения сервера: S – управляющий сервер; Astra Linux – операционная система Astra Linux Common Edition v1.9; Deper – программа «демона» Deper; Spouk – основное программное обеспечение Spouk; I1 – взаимодействие между основной программой и «демоном»; I2 – взаимодействие между операционной системой и программным обеспечением; I3 – обмен информацией с другими серверами в вычислительном комплексе; AA – приём данных от источников информации; BB – обмен данными с автоматизированной управляющей системой удалённого пользователя Одним из важных условий корректной работы «демонов» является необходимость того, чтобы в настройках каждого сетевого адаптера был жёстко прописан IP-адрес для работы в своей локальной сети. Высокие требования также предъявляются к компактности кода программы, ведущей к повышению её надёжности, уменьшению количества применяемых команд и операций, максимальному использованию программой функций операционной системы. Запуск «демона» должен осуществляться при инициализации операционной системы не выше 3.

Алгоритм работы программы «демона» показан на рис. 3.



Рис. 3. Алгоритм работы «демона» Deper:

F-собственно сервер; D- программа «демона» Deper; S- основная программа «Spouk»

На основную программу возложены, кроме главных задач, функции контроля за состоянием аппаратной части вычислительного комплекса с мониторингом и выдачей технической информации на автоматизированную управляющую систему удалённого пользователя.

Так как основной целью является создание высоконадёжного аппаратнопрограммного комплекса, следующим шагом необходимо провести вероятностный анализ надёжности.

Надёжность работы сервера, как и любой другой вычислительной системы, определяется не только параметрами надёжности аппаратной составляющей, но более того – программной составляющей. При составлении схем для расчёта надёжности определяющим фактором выхода из строя системы является отсутствие информации с результатами работы вычислительного комплекса в целом, а также неспособность к самовосстановлению. Схема для расчёта надёжности сервера представлена на рис. 4.



Рис. 4. Схема для расчёта надёжности сервера:

В – источники питания; МВ – основная системная плата сервера; DS – дисковая подсистема; OS – операционная система; Spouk – основная программа; Deper – программа «демона»; C1, C2 – сетевые адаптеры для связи с соседними серверами; C3, C4 – сетевые адаптеры для связи с автоматизированной управляющей системой удалённого пользователя

Дисковая подсистема представляет собой массив RAID 0, состоящий из двух высоконадёжных твердотельных накопителей с возможностью зеркалирования. Основная программа «Spouk» отображена на рис. 4 в двух экземплярах ввиду того, что при фатальном повреждении работающей программы «демон» Deper автоматически восстанавливает её из резервной копии и запускает в работу.

Вероятность безотказной работы сервера Ps находится по формуле

$$P_{S} = P_{UA} \cdot (1 - (1 - P_{S1(2,3)})^{3}) \cdot (1 - (1 - P_{UB})^{2}) \cdot (1 - (1 - P_{K1(2)})^{2}) \cdot (1 - (1 - P_{K3(4)})^{2}) \dots$$
(1)

Далее рассмотрим расчёт надёжности вычислительного комплекса в целом. Схема для расчёта надёжности вычислительного комплекса представлена на рис. 5.



Рис. 5. Схема для расчёта надёжности вычислительного комплекса: UA – управляемое устройство распределения питания; UB – источники питания; S1 – сервер, выполняющий полноценную работу; S2 – сервер, находящийся в режиме облегчённого (тёплого) резерва; S3 – сервер, находящийся в режиме ненагруженного (холодного) резерва; K1, K2 – коммутаторы, используемые для взаимосвязи между серверами и другими подсистемами вычислительного комплекса; K3, K4 – коммутаторы, используемые для связи с автоматизированной управляющей системой удалённого пользователя

Вероятность безотказной работы вычислительной системы P<sub>A</sub> находится по формуле

$$P_{A} = P_{UA} \cdot (1 - (1 - P_{S1(2,3)})^{3}) \cdot (1 - (1 - P_{UB})^{2}) \cdot (1 - (1 - P_{K1(2)})^{2}) \cdot (1 - (1 - P_{K3(4)})^{2}) \dots$$
(2)

Надежность вычислительной системы характеризуется потоком отказов А, численно равных сумме интенсивности отказов отдельных устройств [5]:

$$A = \sum \lambda_I. \tag{3}$$

Средняя наработка до отказа То – это математическое ожидание наработки вычислительной системы до первого отказа:

$$T_0 = 1/A = 1/(\sum \lambda_I),$$
 (4)

или отсюда надёжность – это обратная величина:

$$A = 1/T_0.$$
 (5)

Набрав на этапе исследования статистику отказов, несложно вычислить, используя инструменты, выложенные в свободном доступе [4], численные значения надёжности предлагаемого программного обеспечения и, следовательно, надёжности вычислительной системы в целом.

В данном варианте построения высоконадёжной вычислительной системы используется комбинированный способ аппаратно-программного резервирования. Некоторые методы, описанные в сообщении, такие как многократное аппаратное резервирование, конечно, удорожают конечный продукт. Но усиленные по сравнению с традиционными, программные решения в комплексе с указанными техническими методами могут заметно повысить эффективность предлагаемой вычислительной системы при практической эксплуатации с минимальным привлечением обслуживающего персонала.

Затруднением, ввиду достаточно высокой надёжности экспериментальной установки, также является необходимость длительных эксплуатационных испытаний для набора статистических данных о стабильности работы элементов вычислительной системы. Целью сбора статистической информации является разработка и выбор оптимального метода расчёта надёжности для разработки подобных комплексов на различной технической базе.

Дальнейшим развитием комплексных решений, предлагаемым в данном сообщении, является создание необслуживаемых вычислительных систем, размещаемых в малонаселённых и ненаселённых районах.

### Список литературы

1. Хорошевский В. Г. Архитектура вычислительных систем. М.: МГТУ, 2008.

2. Анализ архитектур отказоустойчивых серверов для оценки их надёжности / О.Н. Одарущенко, С.В. Живило, В.С. Харченко, Е.Б. Одарущенко // Радиоэлектронные и компьютерные системы. 2012. № 7(59).

3. ГОСТ 27.301–95. Расчёт надёжности. Основные положения. Минск: Межгос. совет по стандартизации, метрологии и сертификации, 1997.

4. Можаев А.С. Автоматизированное структурно-логическое моделирование и расчёт надёжности и безопасности автоматизированных систем управления технологическими процессами и оборудованием на стадии проектирования: метод. рекомендации / СевЗапМонтажАвтоматика. СПб, 2003.

5. Черкесов Г.Н. Надёжность аппаратно-программных комплексов. СПб.: Питер, 2005.
# АНАЛИЗ РАЗЛИЧИЙ ИНДЕКСОВ МЕРЦАНИЙ НАВИГАЦИОННЫХ РАДИОСИГНАЛОВ РАЗЛИЧНОЙ ПРИРОДЫ

## В. П. Пашинцев (научный руководитель), М. В. Песков, Д. П. Киселев, Б. О. Тер-Саркисов

Институт информационных технологий и телекоммуникаций СКФУ 355029, г. Ставрополь, пр. Кулакова, 2 (корпус 9) E-mail: iitt.ncfu@gmail.com

Проведен анализ экспериментальных данных об изменении во времени индекса мерцаний навигационных радиосигналов системы GPS. Сделан вывод о том, что наблюдаемый в разные дни кратковременный рост индекса мерцаний может быть вызван многолучевостью, обусловленной вторичными отражениями радиоволн от земной поверхности и окружающих приемную антенну объектов. Взаимодействие эффектов ионосферной многолучевости и многолучевости, обусловленной вторичными отражениями радиоволн, а более сложный характер. Поэтому для устранения влияния многолучевости, обусловленной вторичными отражениями радиоволн, рекомендуется применять методы спектрально-корреляционного анализа экспериментальных данных.

Известно, что интенсивные флуктуации фазы и амплитуды (мерцаний) принимаемых радиосигналов могут быть вызваны и многолучевым распространением, обусловленным вторичными отражениями радиоволн от земной поверхности и крупных препятствий, расположенных в непосредственной близости от приемной антенны. В то же время причиной возникновения мерцаний радиосигналов в системах спутниковой связи (ССС) и навигации (ССН) в большинстве случаев является ионосферная многолучевость [1, 2]. Она обусловлена рассеянием (дифракцией) радиоволн на мелкомасштабных (соизмеримых с первой зоной Френеля) неоднородностях электронной концентрации ионосферы.

Сочетание эффектов многолучевости, обусловленной ионосферными неоднородностями и вторичными отражениями радиоволн, может приводить к существенному снижению показателей качества ССС и ССН. В связи с этим возникает задача выделения и устранения влияния эффекта многолучевости, обусловленной вторичными отражениями радиоволн, из данных ионосферного мониторинга в целях совершенствования способов борьбы с возникающими в ССС и ССН ионосферными мерцаниями принимаемых сигналов.

Целью статьи является выработка рекомендаций по устранению влияния эффекта многолучевости, обусловленной вторичными отражениями радиоволн, из данных ионосферного мониторинга.

Для оценки интенсивности мерцаний принимаемых радиосигналов в ССС и ССН обычно используют индекс  $S_4$ . Известно [4], что при выполнении условия дальней зоны индекс мерцаний связан простой зависимостью со среднеквадратическим отклонением (СКО) флуктуаций фазового фронта волны  $\sigma_{\phi}$  на выходе неоднородной ионосферы:

$$S_4 = [1 - exp(-2\sigma_{\omega}^2)]^{0.5}.$$
 (1)

При этом величина  $\sigma_{\varphi}$  соответствует СКО флуктуаций фазовых сдвигов приходящих ионосферных лучей  $\varphi_i$  относительно их среднего значения [2]:  $\sigma_{\varphi} = \left\langle \left(\varphi_i - \left\langle \varphi \right\rangle\right)^2 \right\rangle^{0.5} = \left\langle \Delta \varphi_i^2 \right\rangle^{0.5}$ . Анализ (1) показывает, что с ростом относительных фазовых сдвигов ионосферных приходящих лучей  $\Delta \varphi_i = \Delta \varphi_u$  возрастает индекс мерцаний

принимаемых сигналов  $S_4 \sim \sigma_{\varphi}$ . Аналогичный вывод будет справедлив и для индекса мерцаний, обусловленных относительными фазовыми сдвигами лучей, отраженных от земной поверхности и различных препятствий:  $\Delta \varphi_i = \Delta \varphi_0$ .

Текущее значение индекса мерцаний  $S_4(t) \sim \sigma_{\varphi}(t)$  зависит от изменения во времени СКО относительных фазовых сдвигов  $\Delta \varphi_i$  множества (i = 1...M) лучей, приходящих в точку приема [5 – 8]. При этом мгновенное значение  $\Delta \varphi(t) = \Delta \varphi_u(t) + \Delta \varphi_o(t)$  представляет собой сумму относительных фазовых сдвигов лучей при распространении через неоднородную ионосферу  $\Delta \varphi_u(t)$  и относительных фазовых сдвигов  $\Delta \varphi_o(t)$ , обусловленных изменением пути распространения волны в результате вторичных отражений от окружающих приемную антенну объектов.

На рис. 1 приведены фрагменты результатов мониторинга изменения индекса мерцаний S<sub>4</sub> принятых сигналов навигационного космического аппарата (HKA) PRN2 CPHC GPS на частоте L2 ( $f = 1227,60 \text{ M}\Gamma\mu$ ).



Рис. 1. Результаты мониторинга индекса мерцаний: *a* – 15 марта 2016 года; *b* – 16 марта 2016 года; *b* – 17 марта 2016 года; *c* – 18 марта 2016 года

Значения индекса мерцаний рассчитаны на основе экспериментальных данных об изменении полного электронного содержания ионосферы, полученных с помощью двухчастотного навигационного приемника NovAtel GPStation-6, установленного в Северо-Кавказском федеральном университете (г. Ставрополь) [5].

На рис. 1, *a*, *б*, *в* и *г* приведены наблюдения изменения во времени значения индекса мерцаний 15, 16, 17 и 18 марта 2016 года соответственно в период с 20:30 по 21:20 по московскому времени. При этом траектория движения подионосферной точки радиотрассы «НКА – приемник» проходила над восточной частью Ставропольского края (г. Благодарный) и повторялась изо дня в день с незначительным смещением  $\Delta t_c \approx 4$  мин, обусловленным особенностями движения навигационного космического аппарата по орбите. Траектория движения подионосферной точки радиотрассы «НКА – приемник» 16 марта 2016 года представлена на рис. 2.



Рис. 2. Траектория движения подионосферной точки

Анализ рис. 1, *a*, *в* и *г* позволяет предположить, что значительное кратковременное повышение значения индекса мерцаний с  $S_4 \approx 0,08$  до  $S_4 \approx 0,3$  длительностью  $\Delta t_o = 5$  мин 10 с вызвано вторичными отражениями радиоволн от окружающих приемную антенну объектов ( $\Delta \phi_u(t) < \Delta \phi_o(t)$ ), так как график во всех трёх случаях имеет одинаковую форму, а взаимное расположение НКА и приемной антенны во всех случаях идентично. Антенна приемника с широкой диаграммой направленности установлена на крыше многоэтажного корпуса университета в условиях городской застройки средней плотности.

Анализ рис. 1, б показывает, что 16 марта 2016 года радиотрасса «НКА – приемник» пересекала область ионосферы, содержащую мелкомасштабные неоднородности электронной концентрации. Об этом свидетельствует повышенное значение индекса мерцаний S<sub>4</sub> (среднее значение индекса мерцаний в указанный день достигает S<sub>4</sub>  $\approx$  0,15, а в остальные дни оно не превышает S<sub>4</sub>  $\approx$  0,05; максимальное значение индекса мерцаний

в указанный день достигает S<sub>4</sub>  $\approx$  0,35) на протяжении интервала времени  $\Delta t_{\mu} \approx 40$  мин. В связи с этим выделить кратковременное повышение значения индекса мерцаний, обусловленное вторичными отражениями радиоволн, в течение  $\Delta t_{\mu} \approx 40$  мин визуально сложно, так как в этом случае  $\Delta \phi_{\mu}(t) \approx \Delta \phi_{0}(t)$ .

Можно предположить, что взаимодействие эффектов многолучевости различной природы возникновения носит аддитивный характер. На основе закономерности, присутствующей на рис. 1, *a*, *в* и *г*, определен ожидаемый период повышения значения индекса S<sub>4</sub>, обусловленного вторичными отражениями радиоволн (на рис. 1,  $\delta$  выделен вертикальными пунктирными линиями).

На рис. 3 представлено изменение значения индекса мерцаний (сплошная линия) 16 марта 2016 года в увеличенном масштабе (в период с 20:43 по 20:50 по московскому времени). Пунктирной линией обозначена форма графика, соответствующего повышению значения индекса мерцаний в течение  $\Delta t_0 = 5$  мин 10 с, обусловленному вторичными отражениями радиоволн от окружающих приемную антенну объектов. Форма графика получена путем усреднения соответствующих отрезков графиков, выделенных на рис. 1, *a*, *в* и *г* вертикальными пунктирными линиями.



Рис. 3. Изменение индекса мерцаний 16 марта 2016 года в увеличенном масштабе

Анализ рис. 2 позволяет сделать вывод о том, что взаимодействие эффектов ионосферной многолучевости и многолучевости, вызванной вторичными отражениями радиоволн от окружающих приемную антенну объектов, носит не аддитивный, а более сложный характер. Следовательно, компенсационные методы устранения информации о мерцаниях, обусловленных вторичными отражениями радиоволн от окружающих приемную антенну объектов не приемлемы.

С учетом характера взаимодействия эффектов многолучевости различной природы возникновения для устранения из данных ионосферного мониторинга составляющей, описывающей мерцания, обусловленные вторичными отражениями радиоволн, рекомендуется использовать методы спектрально-корреляционного анализа.

Использование таких методов позволит однозначно разделить составляющие сигнала (в данном случае – изменение индекса мерцаний во времени) с различными спектральными характеристиками и формой, которые зависят от параметров среды распространения радиоволн (ионосферы) и взаимного расположения приемной антенны и окружающих объектов (вторичные отражения).

#### Список литературы

1. Дэвис К. Радиоволны в ионосфере. М.: Мир, 1973. 504 с.

2. Пашинцев В.П., Солчатов М.Э., Гахов Р.П. Влияние ионосферы на характеристики космических систем передачи информации. М.: Изд-во физ.-мат. литературы, 2006. 191 с.

3. Ааронс Дж. Глобальная морфология ионосферных мерцаний // ТИИЭР. 1982. Т. 70. № 4. С. 45–65.

4. Рытов С.М. Кравцов Ю.Н., Татарский В.И. Введение в статистическую радиофизику. Ч. 2. М.: Наука, 1978. 464 с.

5. Прогнозирование помехоустойчивости спутниковой связи по результатам мониторинга индекса мерцаний ионосферы / В.А. Шевченко, А.Ф. Чипига, В.П. Пашинцев, К.И. Топорков // Инфокоммуникационные технологии. 2015. Т. 13. № 4. С. 365–375.

6. Методика селекции мелкомасштабных ионосферных неоднородностей в рядах вариаций полного электронного содержания / В.П. Пашинцев, А.С. Султанов, М.В. Песков, К.И. Топорков // Вестник Северо-Кавказского федерального университета. 2015. № 3. С. 28–34.

7. Пашинцев В.П., Ахмадеев Р.Р. Прогнозирование помехоустойчивости систем спутниковой связи и навигации по данным GPS-мониторинга ионосферы // Электросвязь. 2015. № 11. С. 58–65.

8. Пеленгация искусственного ионосферного образования с помощью навигационного космического аппарата / В.П. Пашинцев, В.И. Стрекозов, С.Ю. Коротков, С.В. Яремченко, Д.В. Смирнов // Известия института инженерной физики. 2013. №4. С. 78–83.

9. Маслов О.Н., Пашинцев В.П. Модели трансионосферных радиоканалов и помехоустойчивость систем космической связи. Приложение к журналу «Инфокоммуникационные технологии». Вып. 4. Самара: ПГАТИ, 2006. 357 с.

10. Афраймович Э.Л., Перевалова Н.П. GPS-мониторинг верхней атмосферы Земли. Иркутск: ГУ НЦ ВСНЦ СО РАМН, 2006. 480 с.

11. Пашинцев В.П., Песков М.В., Древаль В.А. Методика селекции мелкомасштабных ионосферных неоднородностей по результатам измерения полного электронного содержания // Доклады междунар. конф. «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий – РЭУС-2015». М., 2015. С. 211–213.

12. Отклик ионосферы на гелио- и геофизические возмущающие факторы по данным GPS: монография / Ю.В. Ясюкевич, Н.П. Перевалова, Ю.В. Ясюкевич, И.К. Едемский, А.С. Полякова. Иркутск: Изд-во ИГУ, 2013. 259 с.

# СОЗДАНИЕ ПЕРСПЕКТИВНОГО ППУ ДЛЯ БА КИС СТАНДАРТА ESA/CCSDS С УЧЕТОМ ИМПОРТОЗАМЕЩЕНИЯ

## К. В. Петров, А. В. Байтеряков

Акционерное общество «Ижевский радиозавод» 426034, г. Ижевск, ул. Базисная, 19 E-mail: bav1990@irz.ru

Представлены результаты работ по созданию приемопередающего устройства бортовой командноизмерительной системы с учетом импортозамещения.

В настоящее время в России действуют два ведомственных стандарта организации командной радиолинии управления космическим аппаратом (далее – КА). Оба стандарта имеют закрытый формат.

В это же время международные космические структуры для своей работы по организации командной радиолинии управления КА применяют открытые рекомендованные стандарты ESA/CCSDS.

Цель данной работы: создание приемопередающего устройства (далее – ППУ) для организации командной радиолинии стандарта ESA/CCSDS.

По ТЗ на СЧ ОКР «Модуль интерфейсный для бортовой аппаратуры командноизмерительной системы» №775С.ТЗ 220-3412-14 (совместные работы с ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет») АО «ИРЗ» был разработан и изготовлен опытный образец МИ КИС.

В развитие темы АО «ИРЗ» в инициативном порядке по исходным данным и в тесном сотрудничестве со специалистами АО «ИСС» разработали ППУ, обеспечивающее работу по стандартам ESA/CCSDS с учетом импортозамещения.

ППУ предназначено для работы в составе БА КИС совместно с МИ КИС.

ППУ обеспечивает организацию командного радиотракта управления КА:

- прием СВЧ-сигналов С-диапазона с наземной станции КИС, демодуляции командно-программной информации в соответствии со стандартами ESA/CCSDS;

- выдача командно-программной информации в МИ КИС по интерфейсу RS-422SBDL;

- прием от МИ КИС фазоманипулированного телеметрического сигнала;

- модуляции и передача на НС КИС телеметрического сигнала;

- приемопередача сигнала измерения дальности.

При разработке ППУ в большей степени использовалась высоконадежная отечественная электронная компонентная база, в том числе последние разработки отечественных предприятий полупроводниковых приборов.

На рис. 1 представлен внешний вид ППУ.

В табл. 1 приведены краткие технические характеристики ППУ.

Структурная схема ППУ представлена на рис. 2.

Входной высокочастотный сигнал С-диапазона от антенно-фидерного устройства поступает на малошумящий усилитель и подвергается двойному частотному преобразованию. Преобразование сигнала выполнено на двойных балансных смесителях. Для формирования частот гетеродинов на смесители использованы отечественные синтезаторы с ФАПЧ. В качестве опорного сигнала ФАПЧ-синтезаторов использован высокостабильный термостатированный кварцевый генератор.

Отфильтрованный сигнал промежуточной частоты поступает на блок ЦОС, где происходит его демодуляция и цифровая обработка.

Секция «Информационные спутниковые системы и технологии»



Рис. 1. Внешний вид ППУ

Таблица 1

Технические характеристики ППУ

Параметр	Значение			
Частотный диапазон запросного канала, МГц	5 150÷5 250			
Динамический диапазон, дБВт	От минус 142 до минус 90			
Частотный диапазон ответного канала, МГц	6 700÷7 025			
Масса, кг	4,2			
Габариты, мм	74x177x305			
Размещение	Для негерметичного отсека			



Рис. 2. Структурная схема ППУ 5200

Формирование ответного канала выполнено по следующей схеме: ФАПЧсинтезатор формирует сигнал промежуточной частоты, который поступает на квадратурный модулятор. Далее модулированный сигнал промежуточной частоты поступает на смеситель, где происходит перенос спектра сигнала на более высокую частоту. Высокочастотный модулированный сигнал распределяется на два усилителя, которые обеспечивают два уровня мощности выходного сигнала ответного канала ППУ. Цифровая обработка принимаемого сигнала осуществляется на ПЛИС JFM4VSX55RT-CCGA1140 ф. SFMGCL. Узел ЦОС обеспечивает:

- поиск, захват и слежение за сигналом с НС КИС;
- демодуляцию командно-программной информации;
- обмен с МИ КИС РК, КПИ, ТМ по интерфейсу RS-422SBDL;
- формирование квадратурных составляющих на IQ-модулятор;
- режим измерения дальности.

Разработанное ППУ соответствует основным требованиям исходных данных, за исключением стабильности задержки сигнала при измерении дальности. В настоящий момент ведутся работы по устранению замечаний.

В табл. 2 приведены сравнительные характеристики разработанного ППУ и импортной аппаратуры, применяемой в настоящее время в АО «ИСС». Как видно из таблицы, разработанный ППУ практически ничем не уступает аналогичным устройствам фирмы NEC/Toshiba.

Таблица 2

Сравнительные характеристики ППУ и аппаратуры NEC/Toshiba

Параметр	Аппаратура NEC/Toshiba	ППУ	
Прием РК, КПИ по ВЧ-тракту в соответст-	+	+	
вии со стандартом ECSS-E-ST-50-05C		I	
Передача телеметрического кадра	<u>т</u>	1	
по ВЧ-тракту	Ŧ	+	
Обмен с МИ КИС РК, КПИ, ТМ	Т	+	
по интерфейсу RS-422SBDL	-	т	
Обеспечение измерения дальности	+	+	
по стандарту ECSS-E-ST-50-02C		I	
	Приемник –74х39,3х81,9;	Моноблок – 74x177x305	
Габариты, мм	Передатчик – 84,9х39,7х79,1;		
	Усилитель мощности – 82х62х30		
Масса, кг	Суммарная 3,9	4,2	

Для проведения отладки и проверки параметров ППУ была создана контрольнопроверочная аппаратура (далее – КПА).

Главная цель разработанной КПА – это имитатор наземного сегмента командной радиолинии.

КПА включает в себя стандартные измерительные и вспомогательные приборы: анализатор спектра, осциллограф, генератор, источники питания, аттенюатор и т. д.

Помимо стандартной аппаратуры здесь также применяется НЧ-блок вводавывода, разработанный на АО «ИРЗ».

По сути он является имитатором МИ КИС. Формирует телеметрический кадр на ППУ. Также выполняет функции управления режимами работы ППУ – это вкл/выкл прибора, вкл/выкл ПРД, режимы НЕС/МОД. Еще одно назначение блока – это считывание уровней аналоговых датчиков с ППУ, таких как захват по поднесущей, захват по дальности и АРУ.

Ключевым прибором в КПА является шасси формата РХІ ф. NI. Шасси включает в себя контроллер и векторный приемопередатчик со встроенной ПЛИС. Такой набор модулей в шасси позволяет полноценно организовывать передачу и прием сигнала по ВЧ-тракту с ППУ.

Векторный приемопередатчик позволяет формировать и принимать сигналы с различными видами модуляции благодаря использованию в нем квадратурного модулятора и демодулятора, а также реконфигурируемой ПЛИС.

Основными преимуществами разработанного КПА по сравнению с аналогичным КПА на базе Cortex CRT-XL является:

- работа в широком частотном диапазоне до 6ГГц напрямую без использования конверторов;

- работа с различными типами сигналов за счет использования квадратурного модулятора и в зависимости от прошивки ПЛИС;

- также помимо работы с ВЧ-сигналами есть возможность управления режимами работы ППУ и приема от него аналоговой телеметрии.

Также Cortex CRT-XL в зависимости от типов модификации имеет ограниченный функционал и требует наличие ВЧ-конвертеров.

Структурная схема подключения ППУ к КПА приведена на рис. 3.



Рис. 3. Структурная схема подключения ППУ к КПА

На вход ППУ через управляемый аттенюатор поступает частотно-модулированный сигнал частотой 5 200 МГц.

Выход ППУ подключен к измерительным приборам: измерителю мощности, частотомеру и анализатору спектра.

Поскольку ответный сигнал с ППУ порядка 7 ГГц, то он заводится на вход приемника КПА через перенос с помощью смесителя и генератора.

Блок ввода-вывода используется для передачи в ППУ ТМ-кадра по интерфейсу RS422, управления режимами работы и приема аналоговой телеметрии.

Демодулированный ТМ-кадр с ППУ при этом передается из приемника КПА в блок ввода-вывода по цифровым линиям.

В апреле 2016 г. на территории АО «ИСС» были успешно проведены стыковочные испытания ППУ с МИ КИС.

Итогом проделанных работ является разработка, изготовление и успешные испытания ППУ, созданного по европейским стандартам в условиях импортозамещения.

Также для проверки ППУ разработан КПА, имеющий технические характеристики, не уступающие в функциональности Cortex CRT-XL.

ППУ рекомендуется рассматривать как альтернативный вариант для замещения импортной аппаратуры КИС стандартов ESA/CCSDS в системах БА КИС.

# МОДЕЛЬ КОДЕКА СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ НА БАЗЕ ПО МАТLAB

Д. Н. Румянцева, А. А. Крупянко, А. М. Голиков (научный руководитель)

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

Данная работа посвящена рассмотрению модели кодека спутниковой системы связи. Кодек представляет собой устройство или программу, способную выполнять преобразование данных или сигнала. Важным условием для кодека является его помехоустойчивость, т. е. способность противостоять воздействию помех. Построение такого кода достигается ценой введения избыточности.

Задачей данной работы является построение схем помехоустойчивого кодирования на основании различных кодов. Схемы должны строиться по модели передачи данных, изображенной на рис. 1 [1].



Рис. 1. Модель передачи данных

Первый исследованный код – это код Хэмминга. На рис. 2 приведен пример схемы для кода Хэмминга (7,4). На нем также можно увидеть, что комбинация на входе совпадает с комбинацией на выходе; таким образом, передача осуществилась удачно. Что касается ошибок, то их частота равна 0,25, число обнаруженных ошибок равно 3, общее количество символов по сравнению равно 12.



Рис. 2. Линия передачи с применением кода Хэмминга

Данные результаты справедливы для линии передачи с вероятностью ошибки, равной 0,2. При увеличении вероятности ошибки увеличивается и число обнаруженных ошибок. Эта зависимость приведена на рис. 3. Также на рис. 3 для сравнения приведен график зависимости для кода Хэмминга (15, 11).

Секция «Информационные спутниковые системы и технологии»



Рис. 3. Зависимость числа обнаруженных ошибок от вероятности появления ошибки для кода Хэмминга с разной размерностью

Циклические код БЧХ (15,11) и код Рида – Соломона (255, 223) строятся подобным образом [2]. Для кода БЧХ с вероятностью ошибки, равной 0,2, частота ошибок равна 0,2143, число обнаруженных ошибок равно 3, общее количество символов по сравнению равно 14. Для кода Рида – Соломона с той же вероятностью ошибки частота их появления равна 0,2029, что ниже, чем для кода Хэмминга и кода БЧХ, число обнаруженных ошибок равно 362, общее количество символов по сравнению равно 1 784.

Для любого из рассмотренных кодов справедливо, что с ростом вероятности ошибки увеличивается и число обнаруженных ошибок. Эта зависимость приведена на рис. 4 для кода БЧХ и на рис. 5 для кода Рида – Соломона.



Рис. 4. Зависимость числа обнаруженных ошибок от вероятности ошибки для кода БЧХ (15, 11)



Рис. 5. Зависимость числа обнаруженных ошибок от вероятности ошибки для кода Рида – Соломона (255, 223)

Еще одним видом циклических кодов является код с малой плотностью проверок на четность (LDPC-код от англ. Low-density parity-check code). Их особенностью является то, что, обладая плохим минимальным расстоянием, коды с малой плотностью тем не менее обеспечивают высокую степень исправления ошибок при весьма малой сложности их декодирования.

LDPC-коды становятся востребованными в системах передачи информации, требующих максимальной скорости передачи при ограниченной полосе частот [3].

На рис. 6 приведен пример схемы для LDPC-кода.



Рис. 6. Линия передачи с применением LDPC-кода

При исследовании этого кода была установлена интересная зависимость: с увеличением вероятности появления ошибки в канале число обнаруженных ошибок уменьшается. Это показано на рис. 7.



Рис. 7. Зависимость числа обнаруженных ошибок от вероятности ошибки для кода LDPC

В данной работе была рассмотрена модель кодека спутниковой системы связи. С помощью компьютерной симуляции была дана оценка ошибкам при передаче информации по каналу. В итоге было установлено, что увеличение размерности кода позволяет добиться меньшего числа ошибок при большой вероятности их появления. Также было выявлено, что самым лучшим помехоустойчивым кодом из рассмотренных нами является LDPC-код, так как он позволяет работать с очень большой входной последовательностью, а также способен исправлять ошибки. Таким образом, если выбирать из всех рассмотренных выше кодов и в дальнейшем переходить от модели кодека спутниковой системы связи к его реальному образцу, то реализацию помехоустойчивого кодирования лучше выполнять на примере именно этого кода.

### Список литературы

1. Зигангиров К.Ш., Кабатянский Г.А. Современная теория кодирования. М.: Техносфера, 1999. 17 с.

2 Линейные блоковые коды [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://rain.ifmo.ru/cat/view.php/theory/coding/linear-block-2005 (дата обращения 20.10.2015)

3. Овчинников А.А. К вопросу о построении LDPC-кодов на основе евклидовых геометрий // Вопросы передачи и защиты информации: сб. ст. / под ред. Е.А. Крука. СПб.: СПбГУАП, 2006. С. 224–226.

# ВЫБОР ПОСТРОЕНИЯ ДЕКОДЕРА КОМАНДНО-ПРОГРАММНОЙ ИНФОРМАЦИИ

В. Е. Сафонов<sup>1,2</sup>, А. И. Вильданов<sup>1,2</sup>, А. А. Силантьев<sup>2,3</sup>

<sup>1</sup>Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М. Ф. Решетнёва 660037, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31
 <sup>2</sup>AO «ИСС» имени академика М. Ф. Решетнева 662972, г. Железногорск, ул. Ленина, 52
 <sup>3</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
 E-mail: artyom183@mail.ru

Исследованы вопросы увеличения скорости передачи и закладки командно-программной информации на космический аппарат. Представленные в работе методы позволяют обрабатывать массивы информации большой длины.

Декодер командно-программной информации (КПИ), входящий в состав бортовой аппаратуры командно-измерительной системы (БА КИС) космического аппарата (КА), предназначен для выделения из потока цифровых символов, поступающих с выхода демодулятора приемного устройства, исходного командно-программного сообщения. При этом в декодере решаются вопросы битовой и кадровой синхронизации, снятия помехоустойчивого кодирования и маршрутизации командно-программной информации.

Важнейшим требованием, предъявляемым к декодерам КПИ, является быстродействие – возможность декодирования больших массивов информации за минимально возможные промежутки времени.

Задача по повышению быстродействия остаётся актуальной. Существующие декодеры не оптимальны: обладают малой скоростью закладки массивов КПИ (темп закладки массивов напрямую влияет на быстродействие) и низким темпом выдачи квитанции (без приёма квитанции нельзя передавать следующий массив) при её приёме.

Один из способов, позволяющих ускорить закладку массивов КПИ, – напрямую увеличить скорость её выдачи с наземной станции (НС).

Исследуем возможность увеличения скорости закладки с помощью расчёта радиолинии «Земля – КА» при следующих параметрах HC, отвечающих за связь с геостационарным спутником (ГСО):

*f*<sub>раб</sub> = 5.7 ГГц (рабочая частота для передачи массивов КПИ);

d = 4 м (диаметр передающей зеркальной антенны HC);

 $r = 40\ 000\$ км (наклонная дальность до КА на ГСО);

 $\Delta f = 1$  МГц (полоса пропускания приёмного устройства КИС);

 $P_{OIII.TPEE} = 10^{-6}$  – требуемая вероятность ошибки на бит для сигнала на входе приёмного устройства КИС КА [1];

 $E_b / N_{0 \text{ треб}} = 10.5 \text{ дБ}$  – требуемое отношение энергии бита к спектральной плотности мощности шума при требуемой вероятности ошибки на бит для схемы модуляции, которую в общем виде можно представить как: импульсно-кодовая модуляция/двоичная фазовая манипуляция/частотная модуляция (ИКМ/ФМН2/ЧМ) [1, 2].

При этом стандартная скорость передачи информации с HC (*R*) на приёмное устройство КИС КА составляет 1 кбит/с.

В таблице приведены результаты расчёта запаса радиолинии *Z*, предназначенной для передачи массивов КПИ в ориентированном режиме КА при работе через глобальную рупорную антенну, полученные для вышеприведенных параметров при увеличе-

нии скорости передачи массивов до 8, 16, 32, 64, 128, 256, 512 и 1024 кбит/с, который в данном случае следует считать, как

$$Z = E_b / N_{0 PACY} - E_b / N_{0 TPEE},$$

где  $E_b / N_{0 PACY}$  – расчётное отношение энергии бита к спектральной плотности мощности шума.

Для определения такого запаса будет использоваться методика расчёта радиолинии, подробно описанная в [3].

Необходимо также отметить, что для оценки отношения  $E_b / N_{0 PACY}$  на входе приёмного устройства КИС КА могут применяться высокоточные методы, приведённые в [4], учитывающие как внешние шумы (шумы космического пространства, атмосферы и т. д.), так и внутренние шумы (шумы приёмного устройства).

Таблица

R, кбит/с	$E_{b}$ / $N_{0 \ PACY}$ , ДБ	<i>Z</i> , дБ
1	44.58	34.08
8	35.55	25.05
16	32.54	22.04
32	29.53	19.03
64	26.52	16.02
128	23.51	13.01
256	20,5	10
512	17.49	6.99
1024	14.48	3.98

Расчет энергетического запаса радиолинии при увеличении скорости передачи массивов

При исследовании полученных в таблице величин запаса для увеличенных скоростей видно, что требуемый запас радиолинии (превышающий 3 дБ), при котором обеспечивается бесперебойная связь, может быть получен при увеличении скорости до 1 024 кбит/с.

Уменьшение запаса при увеличении скорости приводит к ухудшению достоверности передаваемой информации. Достоверность в таком случае можно увеличить за счёт применения помехоустойчивого кодирования (например, турбокодирования), исправляющего ошибки, возникающие при передаче КПИ, путем добавления к исходному массиву проверочной информации, позволяющей проводить коррекцию. Однако увеличение достоверности приводит к избыточности, уменьшающей количество полезной информации. В исследуемом случае, применимом к задачам использования турбокодирования, избыточность *Е* можно посчитать по следующей формуле [5]:

$$E = 100 \left(\frac{k}{i+k}\right),\tag{1}$$

где *k* – количество проверочных бит; *i* – количество информационных бит.

В соответствии с формулой (1) на рисунке представлен график зависимости избыточности от добавленного количества проверочных бит (60–100 бит) при количестве информационных бит (фраза из массива КПИ), равном 512.



Рис. 1. График зависимости избыточности от результата добавления проверочных бит к информационным

Анализируя рисунок, можно сделать вывод, что при увеличении проверочных бит увеличивается и избыточность, которая достигает примерно 16,5 % при добавлении 100 проверочных бит, что в условиях ограниченности общего битового объема передаваемой на приёмное устройство КИС КА информации (радиокоманды) может быть недопустимо. Для решения данной проблемы и обеспечения коррекции необходимо использовать радиокоманды заведомо большого объема.

С другой стороны, увеличение скорости передачи информации не является прямо пропорциональным темпу закладки массивов КПИ: на каждую часть массива (фразу) необходимо выдавать квитанцию о её приёме. Каждая квитанция, соответствующая успешному приёму части массива, далее записывается в отдельный телеметрический кадр и отправляется через передающее устройство БА КИС КА на НКУ. Увеличение скорости при этом на время формирования квитанции не влияет, оно постоянно и зависит от реализации БА КА [6].

Очевидным решением задачи повышения скорости закладки массивов КПИ является их терминальная закладка. В таком случае обработка каждой фразы осуществляется без использования квитанций, но со своим порядковым номером. При приёме массива номер фразы проверяется и сопоставляется с требуемым и в случае если номера совпадают, то производится дальнейшее декодирование фразы из массива КПИ. Данный метод повышения скорости закладки массивов не влияет на работоспособность КА, повышает быстродействие работы декодера БА КИС и является достаточно простым в реализации на ПЛИС.

Еще одним решением поставленной задачи является увеличение длины фразы КПИ  $L_{dnave}$ , которую можно найти по формуле

$$L_{\phi pa3bl} = \frac{L_{Maccu6a}}{N_{\phi pa3}},$$
(2)

Предположим, что у нас есть массив КПИ длиной 20 кбит, а стандартная длина фразы равна 512 бит. Тогда в соответствии с (2) количество фраз будет равно 40. Введение фразы КПИ с длиной, например, 5 кбит позволит заложить всего 4 фразы.

Представленные в данной работе варианты построения декодера позволяют повысить его быстродействие и эффективность работы, что является важным показателем при условиях, когда важно организовать бесперебойную и оперативную связь с КА и обеспечить выполнение возложенных на него задач.

#### Список литературы

1. Теория передачи сигналов / А.Г. Зюко, Д.Д. Кловский, М.В. Назаров, Л.М. Финк. М: Радио и связь, 2001. 368 с.

2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 1104 с.

3. Аскинази Г.В., Быков В.Л., Дьячкова М.Н. Спутниковая связь и вещание: Справочник. М.: Радио и связь, 1988. 344 с.

4. Оценка отношения сигнал/шум в спутниковых системах связи / А.А. Силантьев, В.Г. Патюков, Е.В. Патюков, В.А. Шатров // Журнал радиоэлектроники / Электронный журнал. 2015. № 3.

5. Золотарёв В.В., Овечкин Г.В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы: Справочник. М: Горячая линия-Телеком, 2004. 128 с.

6. ESA PSS-04-151. Volume 1. Issue 1. 1991.

# ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ КОМАНДНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ КОСМИЧЕСКИМИ АППАРАТАМИ РАЗРАБОТКИ АО «ИСС»

С. А. Рябушкин<sup>1</sup>, А. И. Вильданов<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>АО «ИСС» имени академика М. Ф. Решетнёва 662972, г. Железногорск, ул. Ленина, 52 <sup>1</sup>Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М. Ф. Решетнёва 660037, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31

Рассмотрены вопросы дальнейших перспектив развития командно-измерительных систем для космических аппаратов связи разработки АО «ИСС». Изучены вопросы выбора интерфейса обмена с бортовым комплексом управления.

Командно-измерительная система (КИС) является основной структурой автоматизированной системы управления космическими аппаратами (КА) различного назначения и принадлежности.

С помощью КИС осуществляется контроль параметров движения КА, прием и обработка телеметрии, диагностика и устранение неполадок в работе бортовых систем, передача команд и программ управления на этапах запуска, вывода на рабочую орбиту, летных испытаний и эксплуатации КА.

Большинство космических радиолиний работает в диапазоне CBЧ, вследствие чего проведение сеансов связи между КА и наземными станциями (HC) оказывается возможным только в течение времени пребывания КА в зоне его прямой видимости. Зоной радиовидимости HC КИС принято считать всю часть околоземного пространства, видимую из HC при углах возвышения над местным горизонтом более 7°. В этой зоне обеспечивается устойчивая радиосвязь наземных и бортовых радиосредств и заданная точность траекторных измерений. Однако иногда рассматривают зоны радиовидимости и при углах возвышения менее 7° [1].

Большинство командно-измерительных систем, используемых для управления КА связи разработки АО «ИСС», работают в С-диапазоне частот и обладают следующими характеристиками:

- 1. Скорость передачи разовых команд 100 бит/с;
- 2. Скорость передачи командно-программной информации 1 000 бит/с;
- 3. Скорость передачи телеметрической информации 1 000 и 8 000 бит/с;
- 4. Кодирование телеметрической информации свёрточное;
- 5. Точность измерения наклонной дальности не более 100 м.

Данные командно-измерительные системы обладают характеристиками, достаточными для управления и контроля ранее разработанными КА АО «ИСС». Однако учитывая, что КА, разрабатываемые АО «ИСС», представляют собой с каждым годом все более сложную информационно-вычислительную систему, требуется высокая оперативность управления и максимальный контроль бортовых подсистем как бортовыми, так и наземными средствами.

## Увеличение скорости передачи телеметрической информации

Проведя анализ количества данных, требуемых для полноценного контроля всех бортовых подсистем КА связи, разрабатываемых в АО «ИСС» в 2010 и 2015 годах, можно увидеть следующее:

1. Для контроля КА связи, разрабатываемого в 2010 году, требовалось 4 кадра длиной 420 байт каждый. Всего – 1 680 байт, для передачи которых на НС при скорости 8 000 бит/с требуется менее 2 с.

2. Для контроля КА связи, разрабатываемого в 2015 году, требуется уже 16 кадров длиной 512 байт каждый. Всего – 8 192 байта, для передачи которых на НС при той же скорости требуется более 8 с, что не в полной мере устраивает некоторые бортовые системы с точки зрения оперативности контроля критичных параметров и своевременности реагирования на аномальные ситуации.

Видно, что для одного и того же класса КА количество информации, требуемой для контроля всех бортовых подсистем за последние пять лет, увеличилось более чем в 4 раза.

Таким образом, можно сделать вывод, что одним из перспективных требований к командно-измерительной системе является увеличение скорости передачи телеметрической информации с целью увеличить оперативность контроля бортовых подсистем КА.

## Увеличение скорости передачи командно-программной информации

Применение существующей командно-измерительной системы на КА, работающих на низкой околоземной орбите (200 – 2 000 км), имеет ограничения, вызванные малой продолжительностью сеанса связи. Для диапазона высот орбиты КА от 200 до 1 000 км, в пределах которого находятся орбиты большинства КА ближнего космоса, радиусы зон радиовидимости наземной станции (НС) КИС при угле возвышения 7° будут в пределах от 1 000 до 3 000 км. Максимальная продолжительность сеанса связи НС КИС с низкоорбитальными КА достигает 5...13 мин в зависимости от высоты орбиты при условии, что трасса полета проходит через точку расположения НС КИС. Малая продолжительность сеанса связи с КА обусловливает существенные трудности в обеспечении глобальности и непрерывности информационного взаимодействия с точки зрения как управления полетом и контроля КА. Одним из путей решения этой проблемы является многопунктная рассредоточенная структура наземного комплекса управления (НКУ), состоящая из совокупности НС КИС, разнесенных на поверхности Земли [1, 2]. Очевидно, что многопунктная структура НКУ требует больших финансовых затрат. Также размещение НС КИС за территорией Российской Федерации несет в себе ряд организационно-политических вопросов.

Альтернативным вариантом повышения гибкости управления КА на низкой околоземной орбите, а также управления КА на других орбитах, требующих для управления передачи большого объема информации, является увеличение скорости передачи командно-программной информации в запросной радиолинии. Результаты анализа энергетического бюджета командно-измерительных радиолиний, реализованных в интересах управления КА разработки АО «ИСС», показывают наличие запаса, позволяющего поднять скорость передачи командно-программной информации более чем в сотни раз.

## Выбор интерфейса обмена БА КИС с БКУ

Увеличение скоростей передачи телеметрической и командно-программной информации на КА, разрабатываемых в АО «ИСС», требует пересмотра интерфейсов обмена бортовой аппаратуры КИС (БА КИС) с бортовым комплексом управления (БКУ). На современных КА разработки АО «ИСС» для обмена между БА КИС и БКУ, начиная с 2003 года, используется интерфейс RS-232, доработанный для космического применения в части введения гальванической развязки. Техническая скорость передачи составляет 57 600 бод. С учетом стартстопного метода передачи информационная скорость составляет 41 890 бит/с. Очевидно, что увеличение скорости передачи телеметрической и командно-программной информации выше, чем 41 890 бит/с, требует изменения параметров интерфейса RS-232 либо применения нового интерфейса. Учитывая существующие параметры импульсов, а также их скважность при обмене по интерфейсу RS-232, возможно увеличение технической скорости передачи данных до 230 400 бод (информационной – до 167 560 бит/с).

Дальнейшее увеличение скорости передачи телеметрической и команднопрограммной информации требует выбора другого интерфейса обмена между БА КИС и БКУ. Наиболее перспективным интерфейсом является Spacewire, разрабатываемый ведущими космическими агентствами (ESA, NASA, JAXA и ФКА). Spacewire является сетевым интерфейсом, использует асинхронное соединение и обладает пропускной способностью на уровне от 2 Мбит/с до 400 Мбит/с. Низковольтная дифференциальная передача сигналов оказалась предпочтительнее, так как она описывает модуляцию, битовые форматы, маршрутизацию, управление потоком и обнаружение и исправление ошибок на уровне оборудования лишь с небольшой помощью ПО. Также Spacewire обладает очень низким уровнем ошибок, определением состояния системы, а также относительно простой цифровой электроникой [3]. Применение сетевой архитектуры Spacewire позволит формировать пакетную передачу телеметрии КА, когда каждая бортовая подсистема формирует свой собственный телеметрический пакет и передает его в БА КИС. В БА КИС происходит мультиплексирование всех пакетов в единый транспортировочный кадр и передача его по радиоканалу на НС КИС. На сегодняшний день интерфейс Spacewire выбран в качестве экспериментального в БКУ и проходит наземную отработку в АО «ИСС».

## Увеличение точности траекторных измерений

Основной вклад в ошибку измерения наклонной дальности до КА вносят оборудование НС КИС, а также приемопередающее устройство БА КИС. В то время как вклад оборудования НС КИС учитывается путем калибровки наземной станции (может проводиться перед каждым измерением дальности), то ошибка БА КИС должна быть оценена с максимальной точностью на этапе заводских испытаний КА. Основные методы повышения точности измерений, применяемые сегодня на практике, изложены в [4,5]. Главный способ, позволяющий увеличить точность измерений фазовой задержки в БА КИС, представляет собой разработку методики составления калибровочных таблиц, определяющих зависимость фазовой задержки БА КИС от совокупности внешних факторов, влияющих на изменение данной задержки. Среди внешних факторов максимальное влияние на изменение фазовой задержки в БА КИС оказывает изменение температуры и уровня мощности на входе приемного устройства. Перспективной представляется методика измерения фазовой задержки БА КИС на этапе термовакуумных испытаний, когда измерения фазовой задержки производятся во всем диапазоне рабочих температур, а также во всем динамическом диапазоне приемного устройства. По результатам измерений формируется калибровочная таблица, которая передается на НС КИС и используется для учета ошибки бортовой аппаратуры при измерении дальности. Пример такой калибровочной таблицы представлен ниже.

Значения температуры и мощности сигнала на входе приемного устройства БА КИС оцениваются наземной станцией по телеметрическим параметрам.

Таблица

T,°C								
Рвх, дБм	-10	-5	0	5	10	15	20	30
-112	30190,7	30191,4	30193,1	30194,2	30190,9	30193,7	30197,8	30263,7
-110	30190,6	30191,2	30192,8	30192,9	30190,6	30193,4	30197,5	30258,9
-108	30190,5	30190,6	30192,3	30192,1	30190,2	30193	30197,1	30253,3
-105	30190,4	30190,8	30192,1	30192	30190,1	30192,8	30196,9	30251,1
-100	30190,3	30190,8	30191,4	30191,9	30192,2	30192,9	30196,3	30250,8
-95	30190,2	30190,8	30191,4	30191,9	30192,2	30192,9	30196,3	30249,2
-90	30190,1	30190,8	30191,4	30191,9	30192,2	30192,9	30196,3	30247,5
-80	30190	30190,8	30191,4	30191,9	30192,2	30192,9	30196,3	30244,8
-70	30189,9	30190,8	30191,4	30191,9	30192,2	30192,9	30196,2	30242,1
-60	30189,8	30190,6	30191,4	30191,2	30191,8	30192,6	30196,1	30241,8

Фазовая задержка БА КИС, нс

Результаты анализа перспектив развития командно-измерительных систем показывают, что основные параметры КИС, такие как скорость закладки телеметрической и командно-программной информации, а также точность траекторных измерений подлежат оптимизации за счет имеющихся запасов энергетики, перспективных сигнальнокодовых конструкций и методик измерений. При этом оптимизация параметров не должна отрицательно влиять на характеристики надежности КИС и достоверность передаваемой информации.

#### Список литературы

1. Аскинази Г.В., Быков В.Л., Дьячкова М.Н. Спутниковая связь и вещание: Справочник. М.: Радио и связь, 1988. 344 с.

2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 1104 с.

3. ECSS-E-ST-50-12C SpaceWire – Links, nodes, routers and networks, 2008.

4. РМГ 64-2003. «ГСИ. Обеспечение эффективности при управлении технологическими процессами. Методы и способы повышения точности измерений».

5. Сергеев А.Г. Метрология и метрологическое обеспечение. М.: Высшее образование, 2008.

# МОДУЛЬ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ ПО ЦЕПЯМ ПИТАНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Б. В. Уткин, А. С. Чернов, Д. А. Бабанов (научный руководитель)

Муниципальное бюджетное образовательное учреждение дополнительного образования детей «Станция юных техников», Центр молодёжного инновационного творчества 662970, г. Железногорск, пр. Курчатова, 15 E-mail: b.utkin@list.ru

Значительную часть полезной нагрузки в спутнике составляют кабельные сети для передачи сигналов управления. Предлагаемый модуль позволяет осуществлять передачу сигналов по цепям питания, что значительно сократит затраты на выведение спутника на орбиту. Представленный в работе модуль состоит из двух блоков. Первый блок – управляющий, служит для передачи команд управления второму блоку – исполнительному устройству. Блоки соединены между собой лишь двумя проводами питания. Для передачи информации используется специальный протокол, в котором используется алгоритм помехоустойчивого кодирования с использованием кода Хемминга.

В наше время большое внимание уделяется сбережению природных и экономических ресурсов. В частности, это касается и космической промышленности.

Вывод космического аппарата на заданную орбиту требует больших финансовых затрат, значительную часть которых составляет вывод полезной нагрузки, находящейся в космическом аппарате.

Для сокращения затрат на выведение спутника на орбиту используются различные технологии. Однако по-прежнему значительную часть полезной нагрузки составляют кабельные сети для передачи сигналов управления различным устройствам на спутнике.

Предлагаемый нами модуль позволяет осуществлять передачу сигналов по цепям питания, что значительно сократит затраты на выведение спутника на орбиту.

Цель работы: разработать действующую модель модуля для передачи сигналов по цепям питания постоянного тока.

Задачи:

1. Изучить принцип работы данного прибора;

2. Спроектировать принципиальную электрическую схему прибора;

3. Провести тестовые испытания прибора;

4. Продемонстрировать работу прибора и объяснить принцип его действия.

Методы: работа с информационными источниками; разработка электрических схем и сборка печатных плат; демонстрация работы прибора.

Выведение полезной нагрузки на спутниках требует больших экономических затрат. Для сокращения таких затрат применяются различные технологии. Однако значительную часть полезной нагрузки составляют кабельные сети для передачи сигналов различным устройствам. Предлагаемый нами модуль позволяет передавать сигналы управления по цепям питания и тем самым значительно снизить затраты на выведение спутника на орбиту. Однако для проектирования подобного устройства необходимо располагать информацией по данному вопросу.

Полезная нагрузка космического аппарата или полезный груз космического аппарата – это количество, тип или масса полезного оборудования, ради которого создается или запускается данный космический аппарат [1]. По средним данным стоимость вывода на орбиту 1 кг полезной нагрузки составляет около 1 500 долл. Для снижения стоимости выведения полезной нагрузки разрабатываются различные программы, создаются специальные технологии вывода спутника на орбиту.

Однако такие технологии не только требуют больших затрат, но и сложны в реализации. Предлагаемый нами способ сокращения стоимости выведения полезной на-

грузки в космическом аппарате основан на создании модуля (системы электронных блоков), который позволит передавать сигналы управления различными устройствами в космическом корабле по цепям питания постоянного тока.

С целью предотвращения искажения сигнала в линии питания при передаче информации используется специальный алгоритм помехоустойчивого кодирования, называемый кодом Хемминга [2]. В нашей конструкции используется код Хемминга (7,4).

Алгоритм кодирования выглядит следующим образом. На вход кодера поступает 4-битовое кодовое слово. Затем вычисляются контрольные биты по следующим формулам:

$$r_1 = i_1 \oplus i_2 \oplus i_3 \tag{1}$$

$$r_2 = i_2 \oplus i_2 \oplus i_4 \tag{2}$$

$$r_3 = i_1 \oplus i_2 \oplus i_4 \tag{3}$$

где *i*<sub>1</sub>...*i*<sub>4</sub> − биты кодового слова, а ⊕ означает сложение по модулю 2.

В результате на выходе кодера получается 7-битовое кодовое слово.

Декодер выполняет обратное преобразование и при помощи битов Хемминга осуществляет коррекцию принятых данных.

Такой алгоритм кодирования позволяет исправить одиночную ошибку и обнаружить двойную.

Согласно протоколу обмена, микроконтроллер исполнительного устройства принимает информацию о скорости вращения двигателя, а в ответ посылает в управляющий блок информацию с оптического датчика о положении вала двигателя. Программа для микроконтроллера была написана в среде разработки AVR Studio на языке программирования С.

На основании полученных данных и знаний по радиоэлектронике была разработана схема устройства. Структурная схема устройства приведена на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема устройства

Модуль состоит из двух блоков. Первых блок – управляющий, состоит из электронного модуля и органов управления и индикации (кнопок и светодиода) и служит для передачи команд управления второму блоку – исполнительному устройству. В качестве исполнительного устройства выступает блок управления шаговым двигателем. В этот блок передаются такие параметры, как направление вращения и скорость вращения двигателя, задаваемые с помощью кнопок управляющего блока. На двигателе установлен диск с оптическим датчиком положения. Информация с датчика положения передаётся в управляющий блок и индицируется с помощью светодиода.

Следует отметить, что блоки соединены между собой лишь двумя проводами питания.

Принципиальная электрическая схема устройства приведена на рис. 2 [3].





Рис. 2. Принципиальная электрическая схема

Она состоит из стабилизатора питания на микросхеме DA1, узла управления и узла исполнения. Передатчик построен на транзисторе VT3, резисторах R6-R9. Узел приёма состоит из транзисторов VT1, VT2, резисторов R1–R6, диодов D2, D3 [4], конденсаторов C5, C6 [5]. Микроконтроллер DD1 [6] осуществляет управление устройством.

Когда микроконтроллер DD1 подаёт сигнал высокого уровня на базу транзистора VT3, транзистор открывается и понижает уровень напряжения в линии питания. Транзистор VT1 узла приёма открывается при возникновении падения напряжения в линии. Транзистор VT2 преобразовывает принятый сигнал для его дальнейшей обработки микроконтроллером. Диоды VD2, VD3 служат для согласования входных уровней. Узел исполнительного устройства состоит из микросхемы DA2, которая является драйвером шагового двигателя.

После разработки принципиальной электрической схемы устройство было собрано на печатной плате. Для разработки и проектирования схемы и печатной платы была использована программа Proteus. Печатная плата была изготовлена из одностороннего фольгированного стеклотекстолита гальваническим методом. После сборки электрической схемы на печатной плате вся конструкция была помещена в корпуса, изготовленные с помощью станка лазерной резки. Развёртка корпусов управляющего и исполнительного устройства, разработанная в программе «AutoCAD», представлена на рис. 3.



Рис. 3. Чертёж развёртки корпуса

После сборки устройства необходимо было провести его тестирование.

Осциллограммы, представленные на рис. 4, показывают сигналы в различных узлах электронного модуля.



Рис. 4. Осциллограммы

Первая по порядку – осциллограмма напряжения в линии питания. По осциллограмме можно видеть, что при передаче данных напряжение в линии питания понижается. Длительность понижения 10 мкс соответствует логической единице, а длительность 40 мкс – логическому нулю. Сформированная таким образом последовательность составляет информационный пакет, который состоит из битов данных, защищённых битами Хемминга.

Вторая по порядку – осциллограмма с выхода узла приёма. Третья по порядку – осциллограмма с выхода передачи микроконтроллера управляющего устройства – «за-прос». Четвёртая по порядку – осциллограмма с выхода передачи микроконтроллера исполнительного устройства – «ответ».

Экспериментально установлено, что устройство успешно осуществляет передачу сигналов по цепи питания постоянного тока. Использование алгоритма помехоустойчивого кодирования Хемминга позволяет избежать искажений информации. Следует отметить, что предлагаемый модуль может быть использован в любых системах, в которых требуется передавать сигналы управления на относительно большие расстояния, в частности, в робототехнике. Имеется возможность доработки прибора для управления различными устройствами через компьютер.

Разработано и собрано устройство, позволяющее передавать сигналы по цепям питания постоянного тока. Проведены испытания, доказавшие работоспособность модуля.

Предлагаемый модуль может использоваться не только в космических аппаратах, но и в любых других наземных системах.

В перспективе планируется доработка данного прибора путем усовершенствования алгоритма помехоустойчивого кодирования, а именно кодирование с возможностью исправления двойных ошибок (используемый в настоящий момент код Хемминга позволяет исправлять лишь одиночную ошибку в каждом слове данных).

### Список литературы

1. Полезная нагрузка - (http://universal\_ru\_de.academic.ru/716156/полезная\_нагрузка\_космического \_корабля)

2. Код Хемминга - (http://ru.wikipedia.org/wiki/%CA%EE%E4\_%D5%FD%EC%EC%E8%ED%E3%E0)

3. Справочная книга радиолюбителя-конструктора / А.А. Бокуняев, Н.М. Борисов, Р.Г. Варламов [и др.]; под ред. Н.И. Чистякова. М.: Радио и связь, 1990. 524 с.

4. Горюнов Н.Н. Полупроводниковые приборы: диоды, тиристоры: Справочник. 3-е изд. М.: Энергоатомиздат, 1983. 744 с.

5. Горячева Г.А. Конденсаторы: Справочник. М.: Радио и связь, 1984. 88 с.

6. Описание микроконтроллера ATtiny2313 на сайте производителя -

(http://www.atmel.com/devices/ATTINY2313.aspx?tab=overview)

# ОБЛАСТЬ ПРИМЕНИМОСТИ АНАЛИТИЧЕСКОГО ВЫРАЖЕНИЯ ДЛЯ ОЦЕНКИ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ СКРЫТНОСТИ НИЗКОЧАСТОТНОЙ СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

А. Ф. Чипига, М. А. Сенокосов, Д. В. Костюк, В. П. Пашинцев (научный руководитель)

Институт информационных технологий и телекоммуникаций СКФУ 355029, г. Ставрополь, пр. Кулакова, 2 (корпус 9) E-mail: iitt.ncfu@gmail.com

Проведен сравнительный анализ приближенной (аналитической) и уточненной (численной) оценки зависимости коэффициента энергетической скрытности системы спутниковой связи (ССС), использующей пониженные частоты и сдвоенный прием сигналов, от параметра Райса принимаемых сигналов. Обоснована область значений параметра Райса, при которой применение приближенной аналитической формулы для оценки энергетической скрытности ССС обеспечивает приемлемую (5 %) точность вычислений.

Известна [1] методика получения аналитической зависимости  $\gamma_{2} = \psi(f_{0}) - \kappa o \Rightarrow \phi$ фициента энергетической скрытности у систем спутниковой связи (ССС) от выбора пониженной несущей частоты (до  $f_0 = 30...100 \,\mathrm{MFu}$ ) при использовании сдвоенного (*n* = 2) пространственно-разнесенного приема сигналов. Результаты расчетов указывают на возможность достижения высокого коэффициента энергетической скрытности  $\gamma_{2} \approx 22 \, \text{дБ}$  при близком размещении приемника радиоперехвата от приемника ССС на наименьшей частоте  $f_0 \approx 30 \text{ MF}_{\text{H}}$  и снижение энергетической скрытности ССС по мере повышения несущей частоты вплоть до значения  $\gamma_3 \approx 0$  дБ на частоте  $f_0 \approx 150$  МГц. Однако представляется очевидным, что на традиционных для ССС несущих частотах  $f_0 \approx 1...10$  ГГц, на которых ионосферные замирания (мерцания) не наблюдаются (т. е. параметр Райса  $\gamma^2 \rightarrow \infty$ ), энергетический выигрыш от применения в ССС сдвоенного (n = 2) приема по сравнению с одиночным (n = 1) в приемнике радиоперехвата должен составлять 2 раза, что соответствует  $\gamma_{3} = 3$  дБ. Существенная погрешность расчетов согласно известной зависимости  $\gamma_2 = \psi(f_0)$  обусловлена тем, что область ее применимости ограничена большими отношениями сигнал/шум  $h^2$  на входе приемника, обеспечивающими выполнение двух условий [2,3]:  $h^2 >> 1 + \gamma^2$ ;  $h^2 >> (1 - R^2)^{-1}$ . Здесь  $0 \le \gamma^2 \le \infty$  – параметр райсовского распределений замираний принимаемого сигнала; 0 ≤ R ≤ 1 – коэффициент пространственной корреляции замираний в разнесенных антеннах. Очевидно, что в диапазоне традиционных для ССС несущих частотах  $f_0 \approx 1...10$  ГГц, при которых замирания принимаемых сигналов отсутствуют ( $\gamma^2 \rightarrow \infty$ ,  $R \to 1$ ), условия  $h^2 >> 1 + \gamma^2$ ;  $h^2 >> (1 - R^2)^{-1}$  не выполняются.

Целью доклада является обоснование области применимости известной аналитической зависимости  $\gamma_3 = \psi(\gamma^2, R)$  – коэффициента энергетической скрытности систем спутниковой связи от параметра райсовского распределения замираний принимаемых сигналов и их пространственной корреляции в разнесенных антеннах при использовании сдвоенного (n = 2) приема сигналов.

Известно [4,5], что коэффициент энергетической скрытности ССС определяется как отношение  $\gamma_3 = h_{\text{доп p}}^2 / h_p^2$ , допустимого  $h_{\text{доп p}}^2$  к фактическому  $h_p^2$  значению отношения сигнал/шум на входе приемника разведки. При близком размещении ( $R_p \le 10$  км)

приемника радиоперехвата от приемника ССС, использующего пониженные частоты и разнесенный прием на n = 2 антенны, будет выполняться примерное равенство  $h_p^2 \approx h_{\text{доп}(2)}^2$  фактического  $h_p^2$  и допустимого отношения сигнал/шум на входе приемника ССС, использующего две разнесенных антенны  $h_{\text{доп}(2)}^2$ , необходимого для обеспечения допустимого значения вероятности ошибочного приема сигналов  $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ .

При выполнении условий  $h^2 >> 1 + \gamma^2$  и  $h^2 >> (1 - R^2)^{-1}$  величина  $h^2_{\text{доп}(2)}$  связана с параметрами замираний  $\gamma^2$ , R приближенной зависимостью [1]:

$$h_{\text{gon}(2)}^2 \approx \left[\frac{3(1+\gamma^2)^2}{1-R^2} \exp\left(-\frac{2\gamma^2}{1+R}\right) \frac{1}{P_{\text{our gon}}}\right]^{0.5}$$
 (1)

Допустимое значение отношения сигнал/шум на входе приемника радиоперехвата  $h_{\text{доп p}}^2 = h_{\text{доп(1)}}^2$ , использующего некогерентный прием на n = 1 антенну, при выполнении условия  $h^2 >> 1 + \gamma^2$  определяется приближенно как [1]:

$$h_{\text{доп p}}^2 = h_{\text{доп(1)}}^2 \approx (1 + \gamma^2) \exp(-\gamma^2) / P_{\text{ош доп}}.$$
 (2)

В соответствии с выражениями (2) и (1) коэффициент энергетической скрытности ССС будет описываться приближенным выражением вида [1]:

$$\gamma_{9} = \frac{h_{\text{доп p}}^{2}}{h_{p}^{2}} = \frac{h_{\text{доп(1)}}^{2}}{h_{\text{доп(2)}}^{2}} \approx \left(\frac{1 - R^{2}}{3 P_{\text{ош доп}}}\right)^{0.5} \exp\left(-\frac{\gamma^{2} R}{1 + R}\right).$$
(3)

По приближенному аналитическому выражению (3) можно построить графики зависимости  $\gamma_3 = \psi(\gamma^2, R)$  – коэффициента энергетической скрытности ССС от параметра Райса при разных коэффициентах пространственной корреляции замираний в разнесенных антеннах.

Однако следует заметить, что такие же зависимости  $\gamma_3 = \psi(\gamma^2, R)$  можно построить графическим путем на основе представления выражений (1)–(3) в децибелах:

$$\gamma_{\rm s} (\gamma^2, R)_{\rm db} = h_{\rm gon(1)}^2 (\gamma^2)_{\rm db} - h_{\rm gon(2)}^2 (\gamma^2, R)_{\rm db} \,. \tag{4}$$

На рис. 1 представлены графики зависимостей  $h_{\text{доп}(1)}^2(\gamma^2)_{\text{дБ}}$  и  $h_{\text{доп}(2)}^2(\gamma^2, R)_{\text{дБ}}$ , построенные согласно (1), (2) при  $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$  и R = 0,7, и график их разности (4)  $\gamma_2(\gamma^2, R)_{\text{дБ}}$ .

Теперь получим уточненные по сравнению с приведенными на рис. 1 графики зависимостей  $h_{\text{доп}(1)}^2(\gamma^2)_{\text{дБ}}$  и  $h_{\text{доп}(2)}^2(\gamma^2, R)_{\text{дБ}}$  и их разности (4)  $\gamma_3(\gamma^2, R)_{\text{дБ}}$ .

При использовании в приемнике радиоперехвата одной (n = 1) антенны и схемы оптимальной некогерентной обработки ортогональных сигналов вероятность их ошибочного приема в канале связи с райсовскими замираниями определяется как [3]:

$$P_{\text{ourl}} = \frac{\gamma^2 + 1}{h^2 + 2(\gamma^2 + 1)} \exp\left[-\frac{\gamma^2 h^2}{h^2 + 2(\gamma^2 + 1)}\right],$$
(5)

где  $h^2 = E_r / N_0$  – отношение средней энергии сигнала на входе приемника к спектральной плотности мощности шума;  $\gamma^2 = a_p^2 / a_{\phi n}^2$  – параметр распределения Райса, характеризуемый отношением мощности регулярной  $a_p^2$  к мощности флуктуационной  $a_{\phi n}^2$ , составляющей замираний ( $0 \le \gamma^2 < \infty$ ).



Рис. 1. Зависимости от параметра Райса  $\gamma^2$  допустимых отношений сигнал/шум на входе приемников радиоперехвата  $h_{\text{доп(1)}}^2$  и ССС  $h_{\text{доп(2)}}^2$  и коэффициента энергетической скрытности ССС  $\gamma_2$ 

Анализ выражения (5) показывает следующее. Получить аналитическую зависимость  $h_{\text{доп(1)}}^2 = \psi(\gamma^2)$  из выражения (5) нельзя. Однако в частных случаях ( $\gamma^2 \to \infty$ ,  $\gamma^2 \to 0$ ) можно получить точные значения  $h_{\text{доп(1)}}^2$ . При отсутствии замираний, когда  $a_{\phi\pi}^2 = 0$  и  $\gamma^2 = a_p^2 / a_{\phi\pi}^2 \to \infty$ , выражение (5) сводится к виду  $P_{\text{ош1}} = 0.5 \exp(-h^2/2)$ , и при допустимом для ССС значении вероятности ошибки  $P_{\text{ош1}} = P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$  отношение сигнал/шум составляет  $h_{\text{доп(1)}}^2 \approx 21,64 \approx 13,3$  дБ. При наиболее глубоких релеевских замираниях, когда  $a_p^2 = 0$  и  $\gamma^2 = a_p^2 / a_{\phi\pi}^2 = 0$ , выражение (5) сводится к виду  $P_{\text{ош1}} = 1/(h^2 + 2)$  и допустимое отношение сигнал/шум составит  $h_{\text{доп(1)}}^2 \approx 10^5 = 50$  дБ. Очевидно, что с увеличение параметра Райса  $\gamma^2$  от 0 до  $\infty$  величина  $h_{\text{доп(1)}}^2$  снижается от 50 дБ до 13,3 дБ.

Это подтверждается приведенной на рис. 2 зависимостью  $h_{\text{доп(1)},\text{дб}}^2 = \psi(\gamma^2)$ , которая построена графическим путем с помощью аналитической зависимости (5)  $P_{\text{ош1}} = \psi(h^2, \gamma^2)$  при  $P_{\text{ош1}} = P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ .



Рис. 2. Уточненные зависимости от параметра Райса допустимых отношений сигнал/шум на входе приемников радиоперехвата и ССС и коэффициента энергетической скрытности ССС

При райсовских ( $0 \le \gamma^2 < \infty$ ) коррелированных ( $0 \le R \le 1$ ) замираниях принимаемых сигналов и применении в приёмнике ССС двух разнесенных антенн (n = 2) и некогерентной схемы квадратичного сложения сигналов вероятность ошибочного приема определяется согласно громоздкому выражению [2]:

$$P_{\text{out}(2)} = \frac{2(1+\gamma^{2})^{2}}{h^{4}(1-R^{2})+4h^{2}(1+\gamma^{2})+4(1+\gamma^{2})^{2}} \exp\left[-\frac{2\gamma^{2}h^{2}}{h^{2}(1+R)+2(1+\gamma^{2})}\right] + \frac{h^{2}\left[h^{2}(1-R^{2})+2(1+\gamma^{2})\right](1+\gamma^{2})^{2}}{\left[h^{4}(1-R^{2})+4h^{2}(1+\gamma^{2})+4(1+\gamma^{2})^{2}\right]^{2}} \exp\left\{-\frac{2\gamma^{2}}{1+R} + \frac{2\gamma^{2}(1+\gamma^{2})}{\left[h^{2}(1-R^{2})+2(1+\gamma^{2})\right](1+R)^{2}} + \frac{2\gamma^{2}(1+\gamma^{2})(1-R^{2})\left[h^{2}(1+R)+2(1+\gamma^{2})\right]^{2}}{\left[h^{2}(1-R^{2})+2(1+\gamma^{2})\right]\left[h^{4}(1-R^{2})+4h^{2}(1+\gamma^{2})+4(1+\gamma^{2})^{2}\right](1+R)^{2}}\right\} \times \left\{1 + \frac{2\gamma^{2}(1+\gamma^{2})(1-R^{2})\left[h^{2}(1+R)+2(1+\gamma^{2})+4(1+\gamma^{2})^{2}\right](1+R)^{2}}{\left[h^{2}(1-R^{2})+2(1+\gamma^{2})\right]\left[h^{4}(1-R^{2})+4h^{2}(1+\gamma^{2})+4(1+\gamma^{2})^{2}\right](1+R)^{2}}\right\}.$$
(6)

Анализ выражения (6) показывает, что при отсутствии замираний принимаемых сигналов ( $\gamma^2 = a_p^2 / a_{\phi n}^2 \rightarrow \infty$ ) и их полной корреляции (R = 1) выражение (6) сводится к виду  $P_{out(2)} = 0,5 \exp(-h^2)$  и при  $P_{out dot} = 10^{-5}$  допустимое отношение сигнал/шум составляет  $h_{gon(2)}^2 \approx 10,82 \approx 10,3$  дБ. При релеевских ( $\gamma^2 = 0$ ) некоррелированных (R = 0) замираниях выражение (6) сводится к виду  $P_{out(2)} = (3h^4 + 10h^2 + 8)/(h^4 + 4h^2 + 4)^2$  и допустимое отношение сигнал/шум составляет  $h_{gon(2)}^2 = 549,37 \approx 27,4$  дБ. С увеличением параметра Райса  $\gamma^2$  от 0 до  $\infty$  величина  $h_{gon(2)}^2$  снижается от 27,4 дБ до 10,3 дБ.

Это подтверждается приведенной на рис. 2 зависимостью  $h_{\text{доп}(2)_{\text{дб}}}^2 = \psi(\gamma^2, R)$ , которая построена графическим путем с помощью аналитической зависимости (6)  $P_{\text{ош}2} = \psi(h^2, \gamma^2, R)$  при  $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$  и R = 0,7.

Нижняя кривая на рис. 2 отражает построенную согласно выражению (4)  $\gamma_{3} (\gamma^{2}, R)_{\rm дE} = h_{\rm дon(1)}^{2} (\gamma^{2})_{\rm dE} - h_{\rm don(2)}^{2} (\gamma^{2}, R)_{\rm dE}$  уточненную зависимость коэффициента энергетической скрытности ССС, использующей сдвоенный прием, от параметра Райса принимаемых сигналов. Как видим, коэффициент энергетической скрытности ССС снижается с  $\gamma_{3} = 21$  дБ при релеевских замираниях ( $\gamma^{2}=0$ ) принимаемых сигналов до  $\gamma_{3} = 3$  дБ при практически отсутствующих замираниях ( $\gamma^{2} > 30$ ).

На рис. 2 пунктирными линиями показаны приведенные выше (на рис. 1) графики приближенных аналитических зависимостей  $h_{\text{доп}(1)}^2(\gamma^2)_{\text{дБ}}, h_{\text{доп}(2)}^2(\gamma^2, R)_{\text{дБ}}, \gamma_3(\gamma^2, R)_{\text{дБ}}.$ 

Сравнительный анализ уточненной (сплошная линия) и приближенной (пунктирная линия) зависимости  $\gamma_3 (\gamma^2, R)_{ab}$  коэффициента энергетической скрытности ССС, использующей сдвоенный прием, от параметра Райса принимаемых сигналов позволяет сделать вывод, что область применимости упрощенной формулы (3) простирается до значений  $\gamma^2 \le 6$  (при умеренной пространственной корреляции замираний в разнесенных антеннах  $R \le 0,7$ ), где она позволяет рассчитать коэффициент энергетической скрытности с точностью до 5 %.

Практическая актуальность решения этой задачи обусловлена тем, что параметр райсовского распределения замираний принимаемых сигналов в спутниковых (трансионосферных) радиоканалах связан известной [6–8] функциональной зависимостью  $\gamma^2 = \psi(\sigma_{\Delta N_T}/f_0)$  с несущей частотой  $f_0$  передаваемого сигнала и среднеквадратическим отклонением  $\sigma_{\Delta N_T}$  мелкомасштабных флуктуаций полного электронного содержания ионосферы  $\Delta N_T$ . Определить  $\sigma_{\Delta N_T}$  можно по результатам GPS-мониторинга параметров ионосферы. Поэтому представляется возможным по данным ионосферного зондирования  $\sigma_{\Delta N_T}$  выбирать такое значение пониженной несущей частоты  $f_0$ , при которой обеспечивается параметр райсовского распределения замираний принимаемых сигналов  $\gamma^2 = \psi(\sigma_{\Delta N_T}/f_0)$  не выше порогового значения (например,  $\gamma^2 \leq \gamma^2_{nop} = 6$ ). Тогда энергетическая скрытность  $\gamma_3 = \psi(\gamma^2, R)$  низкочастотной ССС с применением сдвоенного приема сигналов будет с достаточно высокой точностью определяться согласно аналитической зависимости (3).

#### Список литературы

1. Цимбал В.А., Пашинцев В.П., Чипига А.Ф. Аналитическая зависимость энергетической скрытности спутниковой связи от выбора несущей частоты // Труды 18-й Междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация навигация связь», г. Воронеж, 17–19 апреля 2012 г. С. 2113–2120.

2. Андронов И.С., Финк Л.М. Передача дискретных сообщений по параллельным каналам. М.: Сов. радио, 1971. 408 с.

3. Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов К.Н. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: Справочник / под ред. Л.М. Финка. М.: Радио и связь, 1981. 232 с.

4. Чипига А.Ф., Сенокосова А.В. Защита информации в системах космической связи за счет изменения условий распространения радиоволн // Космические исследования. 2007. Т. 45. № 1. С. 59–66.

5. Чипига А.Ф., Сенокосова А.В. Способ обеспечения энергетической скрытности систем спутниковой связи // Космические исследования. 2009. Т. 47. № 5. С. 428–433.

6. Пашинцев В.П., Солчатов М.Э., Гахов Р.П. Влияние ионосферы на характеристики космических систем передачи информации. М: Изд-во физ.-мат. литературы, 2006. 191 с.

7. Влияние ионосферы на обнаружение сигналов в системах космической связи / В.П. Пашинцев, Л.В. Колосов, С.А. Тишкин, А.А. Смирнов // Радиотехника и электроника. 1999. Т. 44. № 2. С. 143–150.

8. Решение проблемы обеспечения энергетической скрытности в системах спутниковой связи при близком размещении приемника радиоперехвата / В.П. Пашинцев, А.Ф. Чипига, В.А. Галкина, А.А. Смирнов // Наукоемкие технологии. 2012. Т. 13. № 7. С. 30–34.

# ОКРУЖЕНИЕ ТЕСТИРОВАНИЯ СФ-БЛОКОВ В СНК-ПРОЦЕССОРЕ LEON3

А. В. Шахматов, В. Х. Ханов

Институт информатики и телекоммуникаций СибГАУ 660037, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31 E-mail: khvkh@mail.ru

Представлен подход к созданию окружения тестирования для функциональной верификации СФ-блоков, разрабатываемых для включения в процессор типа система на кристалле. Достоинствами предлагаемого построения окружения тестирования является гибкость верификации, возможность получения высокой степени покрытия тестами, полная готовность отверифицированного устройства к синтезу. Представлен пример функциональной верификации СФ-блока контроллера протокола RMAP сети SpaceWire для CнК-процессора LEON3.

Функциональная верификация предназначена для проверки выполнения функций разработанного цифрового устройства. Для проведения функциональной верификации создают окружение тестирования (Verification Testbenches, VT), инкапсулирующее тестируемое устройство (Device under Test, DUT) [1]. VT формирует входные воздействия на тестируемое устройство и анализирует результаты тестов. Кроме того, VT может включать и дополнительные модули, например, контролируемой рандомизации, измерители покрытия тестов, предсказатели результатов и другие. VT обычно выполняется как компьютерная модель, для чего используют или несинтезируемое подмножество языка описания аппаратуры (Hardware Description Language, HDL), или же используются специальные средства, такие как языки SystemVerilog, SystemC и методика UVM, подкрепленная программными средствами верификации. Для сложных DUT разработка VT является не простым делом, по сложности не уступающим собственно разработке DUT. После окончания верификации DUT вычленяется из VT, синтезируется и имплементируется в аппаратное устройство, например, программируемую интегральную схему (Field-Programmable Gate Array, FPGA). Таким образом, образуется разрыв между верификацией и синтезом, но при создании больших проектов это обстоятельство является неустранимым иначе такой проект попросту в достаточной мере не отверифицировать.

В данной работе рассматривается несколько частный случай, а именно верификация сложнофункциональных блоков (СФ-блоков) систем на кристалле (СнК). СнК являются передовой технологией проектирования сложных цифровых устройств, включающих собственное процессорное ядро, поэтому данный случай является довольно распространенным. Обычно задача проектирования нового СФ-блока проводится в уже готовой СнК, ключевые устройства которого – процессорное ядро, внутри кристальная шина, контроллер памяти и т. д. – уже проверены и работоспособны. Зачастую они просто каким-то образом приобретены, и разработчики уверены в правильности их работы.

В этом случае нет необходимости специально создавать VT для нового тестируемого СФ-блока, потому что его роль может с успехом выполнить сама СнК. Вся верификация выполняется с помощью программного обеспечения, выполняемого в СнК, что обеспечивает выполнение любого по сложности плана верификации: выполнение направленных тестов в соответствии со спецификацией проектируемого устройства; тестов управляемой рандомизации входных данных, внедряемых ошибок в данных и протоколах обмена, конфигурации устройства. Доступна также технология ассертов, дополненная программной обработкой. Наработанные программные тесты могут быть использованы как для тестирования аппаратных реализаций DUT, так и для верификации других СФ-блоков.

В целом же описываемый подход можно классифицировать как принадлежащий к методам верификации на базе транзакций. Транзакциями в данном случае являются программные операции обращения ядра процессора по внутрикристальной шине к DUT. Результаты транзакций также анализируются с помощью программного обеспечения, создавая удобные для анализа структуры. Верификация переводится на более высокий уровень абстракции, в более удобные для анализа категории, что уменьшает сложность и таким образом продолжительность верификации. При этом, конечно, доступны и временные диаграммы сигналов, составляющие ту или иную операцию обращения к DUT.

Предлагаемое построение окружения тестирования имеет следующие достоинства:

- гибкость и разнообразие способов верификации, обеспечивающие высокое по-крытие тестами;

- верификация производится с помощью полнофункциональных моделей процессора и шины той СнК, для которой данный СФ-блок предназначен, тем самым обеспечивается реалистичность и поднимается доверие к результатам верификации;

- верификационная модель не является специальным проектом для верификации, а является частью полной конечной СнК; поэтому в процессе разработки и отладки тестовых воздействий производится со-верификация аппаратного и программного обеспечения СнК;

- программные тесты, разработанные и отлаженные в процессе верификации модели СФ-блока, будут готовы к применению для FPGA-реализации СнК, включающей данный СФ-блок.

Разработанные решения были апробированы при верификации СФ-блока контроллера протокола RMAP для CнК-процессора LEON3 [2]. Протокол RMAP является протоколом для передачи служебных и информационных пакетов для конфигурации и передачи данных сетевых устройств в сети SpaceWire. Аппаратный контроллер протокола RMAP позволяет упростить процедуры взаимодействия по данному протоколу узлов сети SpaceWire – бортовых систем космического аппарата.



Рис. 1. Структура RMAP-контроллера

RMAP-контроллер (рис. 1) спроектирован как СФ-блок для включения в проекты типа СнК посредством внутрисистемной шины AMBA 2.0. Входные и выходные сигналы присоединяются к драйверу LVDS физического уровня сети SpaceWire (SpW). В качестве кодека сети SpaceWire использован открытый свободно распространяемый СФ-блок SpWLight. RMAP-контроллер предназначен не только для обработки RMAP-пакетов, но и обычных пакетов сети SpW с помощью блока обработчика SpW-пакетов. Обработчик RMAP-пакетов состоит из блока приемника RMAP-target и блока передатчика RMAP-initiator. Переключение данных, поступающих из кодека SpWLight или в кодек SpWLight, осуществляется с помощью блока мультиплексора. Управление работой RMAP-контроллера осуществляется с помощью блока управляющих и статусных регистров.

Тестовое окружение (рис. 2) RMAP-контроллера состоит из модели RMAP-контроллера, инкапсулированной в рабочую модель CнK, в среде ModelSim 6.0 и тестового программного обеспечения.



Рис. 2. Верификационная модель для тестирования RMAP-контроллера

RMAP-контроллер по реализованному в модели SpW-соединению связан с кодеком SpWLight. Процессор выполняет тестовые программы, загружаемые в память (AMBA RAM). Набор программных тестов осуществляет передачу тестовых пакетов как в направлении SpWLight -> RMAP-контроллер, так и обратно SpWLight <- RMAP-контроллер.

Если тестовая программа осуществляет проверку в направлении SpWLight –> RMAP-контроллер, то она формирует и передает тестовый RMAP-пакет через кодек SpWLight по SpW-соединению. Получив пакет, RMAP-контроллер производит его обработку и информирует тестовую программу об окончании обработки. Тестовая программа считывает принятую информацию и осуществляет ее анализ. Результаты анализа записываются в log-файл персонального компьютера, в котором производится моделирование, или выводятся на консоль процессора LEON3.

Проверка в обратном направлении осуществляется аналогично. Отличие состоит в том, что RMAP-контроллер, приняв от тестовой программы соответствующие указания, сам формирует RMAP-пакет, а тестовая программа, получив его со стороны SpWLight, производит его дешифрацию и анализ.

Выполнение направленной верификации происходит следующим образом:

- производится загрузка тестовой программы в ОЗУ процессора LEON3;

- загруженная программа запускается на выполнение, формируя соответствующие тестовые сигналы и анализируя результаты тестовых воздействий;

- в ходе выполнения теста в log-файл и на консоль выводится отладочная информация о результатах;

- по завершению моделирования работа процессора останавливается.

Информация, выводимая в процессе тестирования log-файл и на консоль, включает исходные данные для теста (например, содержимое полей тестовых пакетов), промежуточные и конечные результаты моделирования, а также результат тестирования: тест пройден успешно или нет. Кроме того, по окончанию моделирования в среде ModelSim доступны временные диаграммы всех внешних и внутренних сигналов RMAP-контроллера.

Полную верификацию по окончанию всех тестовых действий на верификационной модели обеспечивает лишь последующее тестирование СФ-блока RMAPконтроллера с помощью FPGA-прототипа (рис. 3). Он содержит верификационную модель и использует тестовое ПО, ранее разработанное для верификационной модели. В отличие от процесса верификации в модели соединение между кодеком SpWLight и RMAP-контроллером физическое, с помощью кабельного соединения, а память является внешней. Остальных изменений нет.



Рис. 3. Архитектура аппаратного отладчика, содержащего верификационную модель

Тестовое программное обеспечение направленной верификации состоит из двух больших групп программ: статические и динамические тесты. Статические тесты содержат тесты всех команд протокола RMAP (write, read, read-modification-write) с жестко заданным содержанием всех полей соответствующего пакета. Для каждого статического теста каждое поле определялось (формировалось или рассчитывалось) специалистом тестирования вручную. Это позволяет, детально зная структуру входных воздействий, исследовать временные диаграммы сигналов внутренних блоков контроллера. Таким образом, при применении статических тестов для анализа работы контроллера доступны как отладочная информация, выводимая в log-файл, так и соответствующие внутренним процессам временные диаграммы сигналов.

Для функциональной верификации СФ-блоков сетевых устройств, являющихся устройствами СнК, предлагается создавать тестовое окружение, основанное на применении полнофункциональных моделей процессора и внутрисистемной шины данной СнК. Предлагаемое тестовое окружение реализует программный способ задания тестов, что обеспечивает высокую полноту покрытия тестами тестируемого устройства. Модель СФ-блока, как и собственно все тестовое окружение, создается на синтезируемом подмножестве языка описания аппаратуры, что обеспечивает быстрый и безошибочный перенос отверифицированного устройства в реальное устройство, например в FPGA. В процессе верификации проводится совместная верификация аппаратного и программного обеспечения СнК в части тестируемого СФ-блока.

Предложенный подход был реализован для СФ-блока контроллера протокола RMAP сети SpaceWire. Экспериментальные исследования показали, что данное построение тестового окружения реализуемо как в модели, так и в FPFA и обеспечивает удовлетворительное время достижения полного покрытия испытуемого устройства функциональными тестами.

#### Список литературы

1. Andreas Meyer, Principles of Functional Verification. Newnes, 2003. 217 p.

2. Khanov V. Kh., Shakhmatov A.V., Chekmarev S.A. 2014 12<sup>TH</sup> International Conference On Actual Problems Of Electronic Instrument Engineering Proceedings (APEIE-2014). Novosibirsk: NSTU. V.1. 2014. P. 247–251.

# ИСПЫТАНИЕ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ КОМАНДНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ В РЕЖИМЕ ИЗМЕРЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ

В. А. Шатров<sup>1</sup>, В. В. Евстратько<sup>2</sup>, А. И. Вильданов<sup>1</sup>

<sup>1</sup>АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнева» 662972, г. Железногорск, ул. Ленина, 52 <sup>2</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: vitalys@iss-reshetnev.ru

Рассмотрены принципы проведения испытаний бортовой аппаратуры командно-измерительной системы в режиме измерения дальности. Описана методика проведения испытаний и ее вариации. Обозначено необходимое оборудование для проведения испытаний.

Одной из основных задач командно-измерительной системы (КИС) является измерение текущих навигационных параметров (ИТНП) космического аппарата (КА), в том числе измерение дальности до КА. Временной метод дальнометрии при непрерывном сигнале возможен лишь тогда, когда в качестве информативного используется модулирующий сигнал. В качестве такого также может использоваться широкополосный сигнал в виде псевдошумовой манипуляции. В другом случае модулирующим сигналом является набор гармонических сигналов (тонов). Наземная станция (НС) измеряет мгновенную разницу фаз между сигналом, генерируемым самой станцией, и принимаемым ретранслированным сигналом от КА. Зная измеренное значение разности фаз и частоту обрабатываемого сигнала, можно рассчитать время распространения сигнала и, следовательно, расстояние.

При управлении телекоммуникационными КА, работающими в европейских стандартах, измерение дальности проводится на нескольких модулирующих тонах (частотах). Тон с наибольшей частотой (основной тон) обеспечивает точность измерений, остальные вспомогательные тоны служат для разрешения неоднозначности [1, 2]:

Основной тон: ≈	100 кI ц или 27 кI ц
Вспомогательные тоны: ≈	20 кГц
	4 кГц
	800 Гц
	160 Гц
	32 Ги 8 Ги

При измерении разности фаз суммируются следующие задержки:

- 1. Задержка передающего тракта аппаратуры наземной станции (HC);
- 2. Время распространения сигнала на трассе «антенна HC- антенна KA» t<sub>и</sub>;
- 3. Задержка сигнала в бортовой аппаратуре (БА) КИС т;
- 4. Время распространения сигнала на трассе «антенна КА антенна НС» t<sub>и</sub>;
- 5. Задержка приемного тракта аппаратуры НС.

Для измерения расстояния до КА необходимо учитывать только время распространения сигнала в свободном пространстве 2*t*<sub>и</sub>. Остальные задержки являются постоянными составляющими, значение которых измеряется на этапах разработки и испытаний космического комплекса. В то время как задержка аппаратуры наземной станции может быть откалибрована на любом этапе эксплуатации космического комплекса, измерение постоянной составляющей задержки сигнала в БА может быть проведено только на этапе наземных испытаний КА. Измерение задержки сигнала в БА КИС – одна из самых сложных задач наземных испытаний БА КИС, требующая высокой точности.

Суммарная задержка в трактах наземного и бортового оборудования достигает нескольких десятков миллисекунд, а погрешность ее измерения и калибровки для аппа-

ратов на ГСО не должна превышать 50 наносекунд, что теоретически дает возможность измерять дальность до КА с точностью до 16 м. Различные аспекты уменьшения погрешности измерения времени задержки, в том числе погрешности за счет условий распространения радиоволн в околоземном пространстве и возможности применения дополнительной обработки принимаемых сигналов, рассматривались в работе [3].

Для измерения задержки сигнала измерения дальности в БА КИС используется схема, представленная на рис. 1.



Рис. 1. Основная схема проведения испытаний БА КИС в режиме измерения дальности

Использование специализированного прибора обработки модулированной полосы сигнала – спутникого модема *Cortex CRT-XL* – является общемировой практикой при испытаниях БА КИС, работающих в европейских стандартах, а также при эксплуатации их на орбите. Модем позволяет калиброваться и измерять задержку сигнала в тракте с точностью до 1 нс (в пересчете на разность фаз для основного тона 27 кГц это 0,0097°). Особое место при испытаниях бортовой аппаратуры занимает калибровка схемы испытаний: для исключения задержек модема, конвертера и трактов в место БА КИС (на рис. 1 ПРМ и ПРД) кабели  $F_{Rx}$  и  $F_{Tx}$  соединяют друг с другом либо через дополнительный прибор «тест-транслятор», функция которого заключается в прямом преобразовании частоты сигнала с  $F_{Rx}$  на  $F_{Tx}$ . Калибровка без «тест-транслятора» может порводиться лишь на одной из частот, что влечет за собой появление дополнительной погрешности из-за разности задержек на различных частотах (в общем случае частоты  $F_{Rx}$  и  $F_{Tx}$  разносятся на несколько ГГц).

Каждая БА КИС, работающая в европейских стандартах, имеет уникальную рабочую частоту ( $F_{Rx}$  и  $F_{Tx}$ ). Конвертер, используемый при испытаниях (см. рис. 1), изготавливается «под» конкретные диапазоны частот  $F_{Rx}$  и  $F_{Tx}$ , предусмотренные международным союзом электросвязи для целей управления, или в исключительных случаях фиксированной спутниковой связи. Модем при этом имеет унифицированный интерфейс 70 МГц. При отработке новых приборов, технологий, а также в исключительных ситуациях приходится работать без конвертера. Соответствующая схема для этого случая представлена на рис. 2. Точность измерений в этом случае не меняется.

Проведение полноценных испытаний БА КИС без модема крайне затруднительно в связи с тем, что он реализует структуру телекоманд и телеметрии европейских стандартов. При этом испытания БА КИС в режиме ИТНП, то есть измерение задержки прохождения дальномерного сигнала через БА КИС, в этом случае могут быть проведены без использования модема согласно схеме, представленной на рис. 3. Точность измерений в этом случае может значительно уменьшиться: с помощью осциллографа добиться погрешности измерения разности фаз в сотые доли градуса крайне сложно. Одно из возможных решений – разработать алгоритм корреляционной обработки сигнала и реализовать его на ПЛИС или другой платформе, заменив им осциллограф на рис. 3. Одним из плюсов такой схемы также является возможность экспериментировать с модулируемыми тонами измерения дальности, не привязываясь к стандарту измерения *ESA*. Выбор тонов измерения дальности, отличных от стандарта *ESA*, может быть обусловлен особенностями построения высокочастотной бортовой аппаратуры (напри-
мер, высокая фазовая нелинейность, вносящая ошибку неоднозначности измерений) или интерференцией сигналов измерения дальности с поднесущими телекоманд и телеметрии при одновременной работе в режимах ИТНП и ТК/ТМ.



Рис. 2. Схема испытания через смеситель



Рис. 3. Схема испытаний без модема

Следует отметить, что схема измерений, представленная на рис. 3, чаще всего реализуется на этапе наземной отработки приборов ПРМ и ПРД, в связи с большей универсальностью. На этапе наземной отработки командно-измерительной системы (как автономно, так и в составе КА) чаще применяют схемы, представленные на рис. 1 и 2.

Повышение точности измерений бортовой аппаратуры на этапе наземных испытаний достигается также за счет введения тарировочных таблиц, которые формируются по результатам измерения фазовой задержки бортовой аппаратуры при различных значениях температуры посадочной поверхности (рабочий диапазон на КА разработки АО «ИСС» обычно составляет от -10 до +40 °C) и во всем динамическом диапазоне приемного устройства (от минус 144 до минус 90 дБВт). Шаг изменения температуры и уровня сигнала выбирается исходя из требуемой точности измерений задержки.

Измерение задержки прохождения сигнала ИТНП является одной из ключевых задач при наземных испытаниях БА КИС. Прибор обработки модулированной полосы сигнала *Cortex* используется при испытаниях (а также при летной эксплуатации) каждой модели БА КИС, работающей в европейских стандартах, и реализует измерения с высочайшей точностью. Вопрос об уменьшении погрешности измерения дальности до КА сводится к выбору условий испытаний и прогнозированию изменений характеристик БА КИС при эксплуатации на орбите в течение 15 лет.

#### Список литературы

1. Ranging standard. ESA PSS-04-104.

2. Ranging and Doppler tracking. ECSS-E-ST-50-05C.

3. Патюков В.Г., Шатров В.А. Оценка расстояния до геостационарного космического аппарата // VI Всеросс. науч.-техн. конф. «Радиолокация и радиосвязь» ИРЭ им. В.А. Котельникова 25–27 ноября 2013 г. С. 176–179.

# СВЧ-ДАТЧИК ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕНИ ЖИЗНИ НЕРАВНОВЕСНЫХ НОСИТЕЛЕЙ ЗАРЯДА В МОНО- И МУЛЬТИКРИСТАЛЛИЧЕСКОМ КРЕМНИИ БЕСКОНТАКТНЫМ МЕТОДОМ

## И. В. Батуркина, В. Д. Архипов, В. М. Владимиров (научный руководитель)

Красноярский научный центр Сибирского отделения Российской академии наук 660036, г. Красноярск, Академгородок, 50 E-mail: baturkina.i@mail.ru

Разработан СВЧ-датчик для измерения времени жизни неравновесных носителей заряда (ВЖ ННЗ) в моно- и мультикристаллическом кремнии. Смоделирован и изготовлен диэлектрический резонатор, который входит в состав СВЧ-датчика. Особенностью разработанного СВЧ-датчика является возможность проведения измерений на двух модах диэлектрического резонатора с разной чувствительностью. Показано, что разработанный датчик позволяет измерять ВЖ ННЗ на образцах моно- и мультикристаллического кремния в диапазоне от 0.1 мкс до 10 мс.

**Введение.** Монокристаллический кремний является основным материалом микроэлектроники. Одним из электрофизических параметров, контролируемых при выращивании слитков и изготовлении пластин монокристаллического кремния, является время жизни неравновесных носителей заряда (ВЖ ННЗ). Известны как контактные [1, 2], так и бесконтактные [3–8] методы измерения ВЖ ННЗ монокристаллического кремния. Преимущество бесконтактного метода заключается в том, что он является неразрушающим.

В бесконтактном СВЧ-методе важнейшее значение имеет измерительный СВЧрезонатор. Именно от СВЧ-резонатора во многом зависит точность и надежность получаемых результатов.

С развитием производства фотоэлектрических преобразователей (ФЭП) из мультикристаллического кремния появилась необходимость в универсальном бесконтактном измерителе ВЖ ННЗ, позволяющем измерять более широкий диапазон ВЖ ННЗ, включающего ВЖ ННЗ как для монокристаллического, так и для мультикристаллического кремния.

При таком широком диапазоне измерений ВЖ ННЗ важнейшей задачей является согласование СВЧ-генератора с частотой СВЧ-резонатора, нагруженного на измеряемый полупроводник. Согласование необходимо обеспечить в широком диапазоне удельных электросопротивлений (УЭС) полупроводников, включая характерные значения УЭС для мультикристаллического и монокристаллического кремния. Кроме того, необходимо проводить измерения при значительной разнице как в уровне отраженной СВЧ-мощности от низкоомных и высокоомных образцов полупроводника, так и в изменении данного уровня при воздействии на полупроводник импульсного лазерного излучения.

Для одновременного измерения ВЖ ННЗ в монокристаллическом и мультикристаллическом кремнии в [9] предложено проводить измерения на двух разных модах диэлектрического резонатора (ДР), обладающих разной чувствительностью. В настоящей работе выполняется моделирование резонансных частот двух рабочих мод колебаний ДР. На основе ДР проектируется СВЧ-датчик для измерений ВЖ ННЗ на образцах монокристаллического и мультикристаллического кремния и проводятся экспериментальные исследования ВЖ ННЗ на разработанном СВЧ-датчике.

**Модель диэлектрического резонатора.** На рис. 1 показана компьютерная модель диэлектрического резонатора, нагруженного на кремниевую подложку. ДР спроектиро-

ван из керамики ТБНС (титан – барий – ниодим – самарий), имеющей диэлектрическую проницаемость ε = 80. Резонатор выполнен в виде цилиндра со сквозным отверстием. Отверстие в ДР выполнено для прохождения через ДР излучения лазерного диода.

На рис. 2 приведено сравнение рассчитанной 1 и измеренной 2 частотных зависимостей коэффициента отражения  $S_{11}$  ДР, нагруженного на образец кремния. Модель диэлектрического резонатора настроена таким образом, чтобы в рабочем диапазоне частот СВЧ-модуля проявлялись резонансы двух мод ДР, обладающих разной чувствительностью – Е и Н-моды. Благодаря разной чувствительности мод, образцы кремния с большим изменением фотопроводимости под действием лазерного излучения фиксируются слабочувствительной Н-модой, а образцы с малым изменением фотопроводимости измеряются на высокочувствительной Е-моде. Геометрические размеры ДР составили: высота – 9 мм; наружный диаметр – 8 мм; внутренний диаметр – 2 мм.



Рис. 1. Модель ДР, нагруженного на кремниевую подложку

Рис. 2. Рассчитанная (1) и измеренная (2) частотные зависимости S<sub>11</sub> ДР, нагруженного на образец монокристаллического кремния

Конструкция СВЧ-датчика. На рис. 3 представлена разработанная конструкция СВЧ-датчика, где 1 – СВЧ-разъем, 2 – корпус, 3 – СВЧ-кабель, 4 – лазерный диод, 5 – ДР. Датчик работает следующим образом: излучение лазерного диода через сквозное отверстие в ДР возбуждает ННЗ в образце кремния, изменение проводимости кремния фиксируется через изменение амплитуды резонансных линий ДР. Длина волны излучения лазерного диода 1,06 мкм, предельная мощность непрерывного излучения 500 мВт.



Рис. 3. Разработанная конструкция СВЧ-датчика



Рис. 4. Внешний вид прибора «Тауметр-2М»

**Принцип работы прибора** «**Тауметр-2М**». На рис. 4 показана фотография прибора «Тауметр-2М», предназначенного для измерения времени жизни неравновесных носителей заряда в кремнии бесконтактным СВЧ-методом [10, 11]. Основное преимущество прибора «Тауметр-2М» заключается в том, что в приборе реализована частотная развертка в диапазоне рабочих мод колебаний ДР. Поэтому оператор контролирует не только величину затухания СВЧ-мощности на рабочих модах колебаний ДР, но и форму резонансных кривых. Это необходимо для устранения искажений резонансных линий, приводящих к увеличению ошибки измерений.

Для выполнения частотной развертки в приборе «Тауметр-2М» разработан СВЧмодуль, спроектированный по принципу цифровой фазовой автоподстройки частоты генератора, управляемого напряжением (ГУН) [12, 13]. Максимальный диапазон перестройки частоты СВЧ-модуля составляет от 4800 до 5300 МГц, минимальная дискретность 0.1 МГц. Диапазон регулировки мощности 0.01 – 100 мВт.

Результаты измерений. Для калибровки СВЧ-тракта прибора, включающего СВЧ-датчик и СВЧ-модуль, применялись стандартные образцы монокристаллического кремния с известными значениями эффективного ВЖ ННЗ. На рис. 5 приведена оцифрованная частотная зависимость коэффициента отражения СВЧ-мощности от ДР. В диапазоне развертки частот СВЧ-модуля видны резонансы двух мод колебаний ДР.





Рис. 5. Оцифрованная частотная зависимость коэффициента отражения СВЧ-мощности от ДР



Измерения ВЖ ННЗ проводятся по спаду фотопроводимости через зависимость изменения амплитуды резонансной линии СВЧ-резонатора от времени. На рис. 6 приведен пример временной зависимости нарастания и спада фотопроводимости кремния. Далее на временной зависимости фотопроводимости управляющая программа выделяет участок спада фотопроводимости в зависимости от выбранного стандарта обработки экспериментальных результатов. По международному стандарту SEMI-MF 1535 для вычисления эффективного ВЖ ННЗ выделяется нижняя часть кривой спада фотопроводимости от 45 % до 5 % от точки начала спада. По стандарту SEMI-MF 28b выделяется верхняя часть кривой спада фотопроводимости от точки начала спада и до точки, в которой значение фотопроводимости в e раз меньше. Затем экспериментальные точки на выбранном участке кривой аппроксимируются экспоненциальной кривой.

На рис. 7 приведены результаты измерений ВЖ ННЗ на образце мультикристаллического кремния, а на рис. 8 – на образце монокристаллического кремния. Вычисленные значения ВЖ ННЗ составили 0,6 мкс и 2 730 мкс соответственно.

Заключение. Таким образом, в настоящей работе кратко описан СВЧ-датчик, преимущество которого состоит в том, что он может измерять ВЖ ННЗ на образцах моно- и мультикристаллического кремния, характеризующихся большим разбросом величин ВЖ ННЗ при широком диапазоне УЭС полупроводников. Измерения ВЖ ННЗ в столь широком диапазоне выполняются на двух модах ДР, обладающих разной чувствительностью. Геометрические размеры ДР рассчитаны таким образом, чтобы резонансные частоты рабочих мод ДР попадали в диапазон развертки частот СВЧ-модуля.



Рис. 7. Результаты измерения ВЖ ННЗ на образце мультикристаллического кремния



Рис. 8. Результаты измерения ВЖ ННЗ на образце монокристаллического кремния

Данный СВЧ-датчик применен в приборе «Тауметр 2М». В результате прибор «Тауметр 2М» может измерять ВЖ ННЗ в диапазоне от 0.1 до 10 000 мкс. При этом значения удельных сопротивлений измеряемых образцов кремния могут варьироваться в диапазоне от 0.1 до 10 000 Ом\*см.

#### Список литературы

1. Павлов Л.П. Методы измерения параметров полупроводниковых материалов. М.: Высшая школа, 1987. 239 с.

2. Исследование параметров полупроводниковых материалов и структур / В.В. Батавин, Ю.А. Концевой, Ю.В. Федорович. М: Радио и связь, 1985. 264 с.

3. Microwave Techniques in measurement of lifetime in Germanium / A.P. Ramsa, H. Jacobs, F.M. Drand // J. Appl. Phys. 1959. V. 30. № 7. P. 1054.

4. Deb S., Nag B.R. Measurement of lifetime of carriers in semiconductors through microwave reflection // J. Appl. Phys. 1962. V. 33. № 4. P. 1604.

5. Method and apparatus for measuring minority carrier lifetime in semiconductor materials / J. Boda, G. Ferenczi, P. Horvath, Z. Mirk, T. Pavelka. Patent US №5406214. 11.04.1995.

6. Пат. Российская Федерация № 2430383. Устройство для измерения электрофизических параметров полупроводников бесконтактным СВЧ методом / Владимиров В.М., Марков В.В., Мартыновский В.Н., Шепов В.Н. 09.02.2010.

7. Vladimirov V.M., Markov V.V., Shepov V.N. Microwave sensor for noncontact measurements of semiconductors // CriMiCo 2011. 21st International Crimean Conference: Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings 2011. C. 947–948.

8. Technique for contactless characterization of semiconducting material and device structures / Thomas A., Kennedy Jr., McCombe B. D. Patent US №4087745. 2.05.1978.

9. Пат. Российская Федерация № 2451298. Устройство для измерения времени жизни неосновных носителей заряда в полупроводниках / Владимиров В.М., Коннов В.Г., Марков В.В., Репин Н.С., Шепов В.Н. 12.01.2011.

10. Semiconductor minority carrier lifetime meter using noncontact microwave method "Taumetr-2M" / V.M. Vladimirov, V.G. Konnov, V.V. Markov, N.S. Repin, V.N. Shepov // 10th WSEAS International Conference on Instrumentation, Measurement, Circuits and Systems, IMCAS'11 Venice. 2011. C. 95–99.

11. Автоматизированный измеритель времени жизни неравновесных носителей заряда в кремнии бесконтактным СВЧ-методом / В.М. Владимиров, В.В. Марков, М.У. Сергий, В.Н. Шепов // Приборы и техника эксперимента. 2011. № 2. С. 166–167.

12. Microwave module for noncontact measurement of semiconductors / V.M. Vladimirov, V.G. Konnov, V.V. Markov, V.N. Martynovskiy, N.S. Repin, V.N. Shepov // CriMiCo2010 20th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings. 2010. C. 967–968.

13. Управляемый СВЧ-модуль для бесконтактного измерения времени жизни неравновесных носителей заряда в полупроводниках / В.М. Владимиров, В.Г. Коннов, В.В. Марков, Н.С. Репин, В.Н. Шепов // Микроэлектроника. 2011. Т. 40. № 4. С. 313–318.

# ПРИМЕНЕНИЕ В СОСТАВЕ ЦИФРОВЫХ ПРИЦЕЛОВ ФОТОПРИЕМНИКОВ С ИЗБЫТОЧНЫМ РАЗРЕШЕНИЕМ

## А. А. Голицын

Филиал Института физики полупроводников СО РАН «Конструкторско-технологический институт прикладной микроэлектроники» 630090, г. Новосибирск, пр. Лаврентьева, 2/1 E-mail: aag-09@yandex.ru

Рассматривается способ ввода поправок в прицельный знак цифрового прицела, основанный на смещении изображения сцены на экране прибора при неподвижном прицельном знаке, находящемся в центре поля зрения. Приводится пример расчета необходимого разрешения фотоприемного устройства для реализации идеи.

Цифровые прицелы – это класс оптико-электронных приборов, предназначенных для наведения оружия на цель, принцип действия которых основан на преобразовании оптического изображения в электрические сигналы с последующей цифровой обработкой и отображением на экране. Принципом действия цифровые прицелы похожи на цифровые видеокамеры. Отличие заключается в наличии на корпусе крепления к оружию, а также в устойчивости прибора к ударным нагрузкам, что позволяет прибору не выходить из строя в процессе стрельбы, а также обладать свойством «несбиваемости» – расположение и ориентация объектива и фотоприемной матрицы относительно оружия после каждого выстрела не должны меняться [1].

Одним из основных электронных комплектующих цифрового прицела является фотоприемное устройство. Критериев выбора конкретного фотоприемного устройства на этапе разработки прибора несколько: чувствительность фотоприемника, его кадровая частота, рабочий температурный диапазон, разрешение, форма элементов и их шаг, тип фотоприемника (ПЗС или КМОП), энергопотребление, формат получения изображения (чересстрочная или прогрессивная развертка) и некоторые другие.

Каким должно быть разрешение фотоприемника? Типовым разрешением современных микромониторов является разрешение 800×600 элементов [2, 3], следовательно, для заполнения всего поля на дисплее разрешение фотоприемника должно быть не менее 800×600. В противном случае необходимо будет прибегнуть либо к электронному масштабированию изображения, либо изображением сцены на дисплее будет заполнена не вся область. Наличие же некоторого запаса по разрешению позволяет осуществлять смещение отображаемого на дисплее фрагмента относительно центральной точки дисплея. Применительно к цифровым прицелам на экран прибора изображение может выводиться таким образом, чтобы точка прицеливания большую часть времени использования прицела находилась в центре экрана и при изменении точки прицеливания на дисплее осуществлялось не смещение прицельной шкалы относительно изображения, а, наоборот, смещение изображения относительно прицельного знака.

Прицельная шкала (или прицельный знак) может смещаться по двум причинам. Первая заключается в необходимости выверки прицела на конкретном оружии [4]. Вторая причина заключается в необходимости ввода поправок при стрельбе.

При стрельбе на большие расстояния оружию могут потребоваться относительно большие углы прицеливания, особенно это касается оружия, предназначенного для стрельбы патронами с дозвуковой скоростью, пули которых имеют достаточно крутую траекторию полета. В случае большого угла прицеливания прицельная марка в классических прицелах смещается вниз относительно наблюдаемого изображения, и соответственно при наведении марки на цель верхняя часть поля зрения прибора оказывается занятой изображением неба, а интересующие стрелка объекты и потенциальные цели,

которые находятся ниже точки прицеливания, оказываются за пределами поля зрения. Смещение же изображения, в то время как прицельный знак остается по центру поля зрения, позволяет потенциальным целям оставаться в пределах видимости, и таким образом повышается информативность изображения на мониторе прибора. Схематично процесс прицеливания для обоих случаев изображен на рис. 1 и 2.



Рис. 1. Схематичное изображение процесса прицеливания со смещением прицельной шкалы. Верхняя часть поля зрения не используется



Рис. 2. При смещении изображения в его нижней части появляются ранее не видимые объекты, которые могут быть потенциальными целями

Справедливый вопрос: каково должно быть разрешение фотоприемника, чтобы учесть все допустимые смещения точки прицеливания? В качестве примера рассмотрим случай, когда проектируемый цифровой прицел предназначен для использования на винтовке ВСС.

Допустим, что угловое поле зрения по вертикали  $\beta$  по техническому заданию должно быть 6°, что соответствует угловому полю зрения прицела ПСО-1 [5].

Угол прицеливания  $\gamma_{приц}$  для винтовки ВСС составляет величину приблизительно от 0,1° до 1,9° при стрельбе на расстояния от 100 до 400 м соответственно. Такие значения получены расчетом, исходя из значения начальной скорости пули патронов СП-5 и СП-6 в 290 м/с. Более точное значение угла с учетом всех условий может быть уточнено при помощи баллистического калькулятора или баллистических таблиц на винтовку, но для первого приближения и этих данных вполне достаточно.

Смещение прицельного знака при выверке на конкретной винтовке  $\gamma_{выверки}$  в угловых размерах примем равным  $\pm 0,6^{\circ}$  или  $\pm 10$  тысячных дальности, что является наиболее распространенным диапазоном выверки линии прицеливания для оптических прицелов российского и зарубежного производства (диапазон выверки для прицела ПСО-1 составляет  $\pm 8$  тысячных [5]).

Суммарный запас на смещение прицельного знака относительно изображения должен составлять

$$\gamma = \gamma_{\text{приц}} + 2 \cdot \gamma_{\text{выверки}} = 1,9^{\circ} + 2 \cdot 0,6^{\circ} = 3,1^{\circ}.$$
 (1)

Общее угловое поле зрения фотоприемника по вертикали при этом должно быть равно

Современные проблемы радиоэлектроники. 2016

$$\varphi = \beta + \gamma = 6^{\circ} + 3, 1^{\circ} = 9, 1^{\circ}.$$
 (2)

Разрешение фотоприемника по вертикали должно быть в  $\varphi/\beta$  раз большим, чем соответствующее разрешение дисплея. Численно это значение равно

$$Y = 600 \cdot 9,1^{\circ} / 6,0^{\circ} = 910 [пикселей].$$
(3)

Аналогично рассчитывается необходимое горизонтальное разрешение фотоприемной матрицы исходя из величины горизонтального смещения линии прицеливания при выверке и угловой величины боковых поправок.

Ближайшим типовым разрешением фотоприемников с вертикальным разрешением не менее 910 элементов является разрешение 1280×960, таким разрешением обладают многие фотоприемники, например, ПЗС-матрицы серии ICX445 производства Sony или КМОП-матрицы OV9750 производства OmniVision, S5K4AW производства Samsung и многие другие. Величина 960 превышает величину 910, поэтому при использовании подобных фотоприемников в рассмотренном примере на дисплее прибора прицельный знак при любой допустимой вертикальной поправке будет находиться в центре.

Таким образом, при проектировании цифрового прицела на этапе разработки его принципиальных схем и выбора комплектующих, при выборе фотоприемного устройства по характеристике «разрешение изображения» не следует ограничиваться разрешением используемого микромонитора. Более целесообразным является выбор фотоприемника с избыточным на первый взгляд разрешением, что даст возможность реализации метода ввода поправок с неподвижной относительно центра поля зрения прицельной шкалой.

#### Список литературы

1. Голицын А.А. Преимущества и недостатки цифровых прицелов для стрелкового оружия // Спецтехника и связь. 2012. № 5-6. С. 14-18.

2. SVGA060 Series Low-Power AMOLED Microdisplay. Data Sheet / Olightek Opto-Electronic Technology Co., LTD [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.highnessmicro.com/lcdpanelspdf/SVGA060.pdf

3. SVGA+ Rev3 XL Series Active Matrix OLED Microdisplay. User's Specification. Rev. 4. – USA: eMagin Corporation. 2010. 46 p.

4. Выверка прицелов, проверка боя и приведение к нормальному бою артиллерийского вооружения: учеб.-метод. пособие / под общ. ред. В.Г. Сикерина [и др.]. Пермь: Звезда, 2001. 69 с.

5. Изделие ПСО-1С (индекс 6Ц1С). Техническое описание и инструкция по эксплуатации. АЛЗ.812.000-01 ТО. Новосибирск: НПЗ, 1990. 42 с.

# АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ПОВЕРХНОСТНОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

Д. А. Долидудко, В. М. Владимиров (научный руководитель)

Красноярский научный центр Сибирского отделения Российской академии наук 660036, г. Красноярск, Академгородок, 50 E-mail: dodldmitrii@mail.ru

Разработан автоматизированный измеритель поверхностного сопротивления резистивных пленок на диэлектрике «Рометр-2». Описан принцип работы прибора. Для повышения точности измерений в измерительную плату добавлен блок аналоговых эквивалентов. Проведены экспериментальные исследования поверхностного сопротивления углеродных пленок на бериллиевых стержнях.

**Введение.** Одним из важнейших параметров резистивных пленок является поверхностное сопротивление г (Ом/Y) [1]. Оно характеризует качество пленок, нанесенных на диэлектрики различной формы, и их дальнейшую применяемость в производстве. Необходимой задачей является определение поверхностного сопротивления с высокой точностью и в автоматизированном режиме.

Известен автоматизированный измеритель удельного электрического сопротивления монокристаллического кремния «Рометр» [2, 3]. Принцип действия прибора основан на пропускании через исследуемый образец постоянного тока известной величины и измерении возникающей разности потенциалов. Постоянный ток пропускают через образец между внешними зондами четырехзондовой головки и измеряют возникающую разность потенциалов между внутренними зондами. Удельное сопротивление вычисляется из значений заданного тока и измеренной разности потенциалов с учетом поправочных геометрических коэффициентов.

В данной работе описана модернизация прибора «Рометр», позволившая проводить на нем измерения поверхностного сопротивления резистивных пленок, нанесенных на диэлектрики.

Конструкция прибора «Рометр-2». Прибор «Рометр-2» состоит из следующих основных функциональных элементов: четырехзондовой головки фирмы Jandel с линейным расположением зондов; двух источников питания (один для измерительной схемы, другой для питания шаговых двигателей), микроконтроллера; аналогоцифрового преобразователя (АЦП); измерительной платы с аналоговыми эквивалентами (АЭ); калиброванного источника тока; измерительного усилителя; держателя образца; неподвижного основания прибора; шаговых двигателей; схемы управления шаговыми двигателями; датчика рабочего положения четырехзондовой головки. Внешний вид прибора «Рометр-2» представлен на рис. 1.





Рис. 1. Внешний вид прибора «Рометр-2»

Рис. 2. Держатель образцов: диэлектрический столик (1), зажимы для образцов (2), измеряемый образец (3)

Для измерения образцов в форме стержней измерительный столик прибора «Рометр» был модернизирован следующим образом. Вращающийся столик был заменен на столик с линейным перемещением (рис. 2). Чтобы избежать контакта образца с проводящими ток материалами, основание столика для образцов изготовлено из диэлектрика – полиамида. Подвижные зажимы, изготовленные из диэлектрического материала поликора, обеспечивают надежную фиксацию стержней шириной от 0,5 до 20 мм и высотой от 0,5 до 30 мм. Длина столика позволяет измерять стержни длиной от 10 до 240 мм.

Измеряемый образец фиксируется в держателе. После этого манипулятор вертикального перемещения плавно опускает четырехзондовую головку на измеряемый образец до соприкосновения зондов с поверхностью образца (рабочее положение зонда). Сила, с которой четырехзондовая головка прижимается к поверхности образца, задается исходя из рекомендуемой силы прижима каждого зонда и контролируется датчиком рабочего положения зонда. Далее проводится измерение поверхностного сопротивления по длине образца заданное количество раз. По окончании процесса измерений четырехзондовая головка переводится в исходное положение. Весь процесс измерений осуществляется автоматически под управлением персонального компьютера с использованием управляющей программы.

**Измерительная плата с аналоговыми эквивалентами.** Для повышения точности измерений был разработан блок аналоговых эквивалентов. Аналоговые эквиваленты – это прецизионные резисторы с калиброванным значением сопротивления, подключаемые в режиме калибровки. На рис. 3 приведена фотография измерительной платы с блоком аналоговых эквивалентов.



Рис. 3. Измерительная плата с аналоговыми эквивалентами

Измерительная плата с аналоговыми эквивалентами разработана в программном пакете P-CAD. Плата использует стандартное для прибора «Рометр» двуполярное питание +15 В и -15 В. Микросхемы К555ИД10 отвечают за включение АЭ: одна микросхема за переключение АЭ (номиналом 10 000; 1 000; 100; 10; 1; 0,1; 0,01 В) с помощью реле РЭС80 и прием сигналов с контроллера измерительного блока, другая микросхема задает ток дискретных значений (0,25; 2,5; 25; 250 мкА; 2,5; 25; 100 мА) для калибров-ки прибора через АЭ. При этом микросхема К140УД17А обеспечивает смену полярности тока при прохождении через АЭ. Микросхема INA121 усиливает сигнал, поступающий на калибровочные элементы, и определяет падение напряжение на АЭ, а также обеспечивает переключение входящего сигнала с четырехзондовой головки прибора. Элемент КД140УД608 повышает помехоустойчивость всей платы, что необходимо для обеспечения точности работы всего прибора.

АЭ используются для калибровки прибора перед началом измерений. В исходном состоянии четырехзондовая головка поднята в крайнее верхнее положение. Первоначально производится автоматическая калибровка прибора. По команде управляющей программы четырехзондовая головка отключается от источника тока и вольтметра. Вместо нее подключается АЭ – эталонный резистор с точно известным сопротивлением. Через АЭ пропускается ток заданной величины и измеряется падение напряжения на нем при чередовании полярности тока. Результат измерения используется для калибровки измерительного тракта. После процесса калибровки к входам источника тока и вольтметра вместо АЭ подключается четырехзондовая головка и проводятся измерения.

Методика измерений. Тонкой считается пленка, толщина s которой много меньше межзондового расстояния [4]. Измерение сопротивления производится 4-зондовым контактным методом. Необходимость пересчета измеренного сопротивления R в поверхностное г обусловлена тем, что величина R зависит от геометрии измерительных зондов, расстояния между ними, площади их контакта с резистивной пленкой и ширины измеряемого участка пленки. Величина поверхностного сопротивления г является обобщенным удельным параметром, поскольку зависит только от свойств резистивной пленки и ее толщины. Поэтому необходимо определение г для внесения его в конструкторскую документацию. R связано с г следующей формулой:

$$R = K \times r, \tag{(1)}$$

где *К* – коэффициент пересчета измеренного сопротивления в поверхностное. Определяется коэффициент *К* интегралом следующего вида:

$$K = \int_{0}^{\alpha_{0}} \frac{d(\operatorname{ch} \alpha)}{(\operatorname{ch} \alpha - \cos \beta)[\frac{\pi}{2} - \arcsin(\frac{1 - \operatorname{ch} \alpha \cdot \cos \beta}{\operatorname{ch} \alpha - \cos \beta})]}.$$
 ((2)

Коэффициенты  $\alpha$  и  $\beta$  определяются как

$$\alpha_0 = \ln \frac{2l}{d},\tag{3}$$

$$\beta = 2 \operatorname{arctg} \frac{l}{p}, \tag{(4)}$$

где p – ширина пленки, мм; d – диаметр контактного пятна зонда измерительной головки с образцом; l – межзондовое расстояние. Интеграл (2) не имеет аналитического решения и решается только численными методами. Применение формулы (2) при расчете поверхностного сопротивления приводит к возрастанию погрешности измерений. Для решения поставленной задачи – измерения поверхностного сопротивления пленок, напыленных на бериллиевую керамику, – поправочный коэффициент *K* был разбит на 2 калибровочных коэффициента:  $\omega$  и *h*. Таким образом, формула (1) приняла вид

$$r = \frac{\omega}{h}R.$$
 ((5)

Калибровочные коэффициенты  $\omega$  и *h* были вычислены экспериментально с помощью измерения сопротивления квадрата резистивной пленки в ручном режиме. Измерения

проводились на участках бериллиевых стержней с однородным сопротивлением, величина которого была известна. Измерения для стержней с различным диапазоном сопротивления показали, что калибровочный коэффициент на геометрию образца  $\omega$  не зависит от габаритов образца и равен 5. Калибровочный коэффициент межзондового расстояния h одинаков для всех образцов и равен 2. В управляющей программе предусмотрена корректировка калибровочных коэффициентов для других резистивных пленок и других измерительных головок с отличающимся межзондовым расстоянием. Окно управляющей программы показано на рис. 4.

്≪ ⊗				POMET	þ			$\odot$ $\odot$ $\otimes$
Ком Порт	Дата	Время	N прото	ок Nиз	вмер	Изделие	Raduga 1	Выбор
Сузо	25.03.2016	14.34.19	12	01				
Текущие значения		Итоговые	значения				N сопроводительного лис	та
R i r i	L	i R	i r	Et	: %	:		
1 2.270 5.676	1 5.0	2.290	5.726	6.000	-4.78		N	
	2 10.0	2.444	6.111	6.000	1.82	Кол замеров в точке		
	3 15.0	2.409	6.023	6.000	0.38			
	4 20.0	2.228	5.571	6.000	-7.71			Исходн полож
	5 30.0	2.179	5.447	5.200	4.53	Шаг (mm) (5.000) Начало (mm) (65.000)	Пуск	
	6 35.0	2.146	5.364	5.200	3.06			
	7 40.0	2.229	5.572	5.200	6.68		Стоп	
	8 45.0	2.254	5.634	5.200	7.71		Конец (mm)	
	9 50.0	2.088	5.220	5.200	0.38		80.000	Диапазон
	10 55.0	2.276	5.689	5.200	8.59	Колич. Участков	<ul> <li>Автомат опр</li> </ul>	
	11 60.0	2.273	5.683	5.200	8.49		3	• 0,25 mkA
	12 65.0	2.334	5.836	5.000	14.33			🔵 2,5 mkA
	13 70.0	2.263	5.657	5.000	11.62			25 mkA
	14 75.0	2.410	6.024	5.000	17.00			250 mkA
	15 80.0	2.270	5.676	5.000	11.90			○ 2,5 mA
								🔾 25 mA
								0 100 mA

Рис.4. Управляющая программа прибора «Рометр-2»

Управляющая программа позволяет проводить измерения поверхностного сопротивления по длине образца с заданным шагом. Число измерений поверхностного сопротивления в каждой точке задается оператором, но для обеспечения точности необходимо не менее десяти измерений, и из полученных данных рассчитывается среднее значение. На измеряемых пленках возможны участки с различным сопротивлением, расположенные по длине образца. Управляющая программа позволяет в автоматическом режиме сравнивать измеренное поверхностное сопротивление с эталонным для данного участка. Число участков может быть произвольным и выбирается оператором вручную, как и эталонное сопротивление участка.

**Результаты исследований.** Для калибровки прибора «Рометр-2» применялись эталонные образцы монокристаллического кремния с известным значением сопротивления R и относительной погрешностью аттестованного значения удельного сопротивления не более 2 % при доверительной вероятности 0.95 %. График измерения сопротивления R по длине образца монокристаллического кремния приведен на рис. 5.

Из рис. 5 видно, что погрешность измерения R на приборе «Рометр-2» не превышает относительную погрешность аттестованного значения удельного сопротивления образца монокристаллического кремния.

Результаты измерений углеродной пленки на бериллиевом стержне представлены на рис. 6. Шаг измерений – 5 мм, длина стержня – 90 мм. Скачки значения поверхностного сопротивления связаны с тем, что углеродная пленка имеет 3 участка с разным значением сопротивления: от 0 до 23 мм, с 24 до 58 мм и с 59 до 80 мм. Погрешность измерения составила ±6 %. Увеличение погрешности измерений обусловлено качеством нанесения углеродных пленок на бериллиевые стержни.



по длине образца



Выводы. Модернизация прибора для измерения удельного сопротивления монокристаллического кремния «Рометр» позволила получить эффективный измеритель поверхностного сопротивления резистивных пленок «Рометр-2». Разработанная методика измерений позволила провести измерения поверхностного сопротивления углеродных пленок на диэлектрических стержнях. Разработанная плата измерителя с блоком аналоговых эквивалентов позволила повысить точность измерений за счет автоматической калибровки прибора. Для эталонных образцов монокристаллического кремния предел основной допустимой ошибки измерений составил ±2 %, при измерении углеродных пленок на диэлектрических стержнях ±6 %.

#### Список литературы

1. Батавин В.В., Концевой Ю.А., Федорович Ю.В. Измерение параметров полупроводниковых материалов и структур. М.: Радио и связь, 1985. С. 128.

2. Владимиров В.М., Гринин Э.Ф., Сергий М.Е., Шепов В.Н. Автоматизированный измеритель удельного электросопротивления монокристаллического кремния четырехзондовым методом // Вестник СибГАУ. 2009. № 4. С. 42-44.

3. Владимиров В.М., Гринин Э.Ф., Сергий М.Е., Шепов В.Н. Прибор для измерения удельного электрического сопротивления монокристаллического кремния // Измерительная техника. 2010. № 5. C. 51-53.

4. Попов Л.П. Методы измерения параметров полупроводниковых материалов и структур. М.: Высшая школа, 1987. С. 63.

# ОБЕСПЕЧЕНИЕ БЕСПЕРЕБОЙНОГО ПИТАНИЯ И ФИЛЬТРАЦИИ СЕТИ ДЛЯ ЛОГИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

#### А. Ф. Зарипов

Казанский национальный исследовательский технический университет имени А.Н. Туполева 420000, г. Казань, ул. Толстого, 15 E-mail: almazhannirs@gmail.com

Показана эффективность использования ионисторов в сбережении электроэнергии. Описано их применение в качестве посредника между аккумуляторными батареями и потребителем-нагрузкой. Приведены структурные и мощностные характеристики данного вида конденсатора, показаны его преимущества и недостатки.

Ионистор – это энергонакопительный конденсатор, заряд в котором накапливается на границе раздела двух сред – электрода и электролита. Энергия в ионисторе содержится в виде статического заряда. Накопление совершается, если к его обкладкам будет приложена разность потенциалов (постоянное напряжение). Если в качестве обкладок привычных нам электролитических конденсаторов используется фольга, разделенная сухим сепаратором или оксидной пленкой, а в качестве электролита выступает концентрированный раствор щелочей или кислот, то ионистор – это комбинация конденсатора с электрохимической батареей. В нем применяются специальные обкладки и электролит. В качестве обкладок используются материалы одного из трех типов: обкладки большой площади на основе активированного угля, оксиды металлов и проводящие полимеры. Использование высокопористых угольных материалов позволяет достичь плотности емкости порядка  $10 \Phi/cm^3$  и больше. Конденсаторы на базе активированного угля наиболее экономичны в изготовлении.

Ионисторы на основе водного электролита обладают небольшим внутренним сопротивлением, что позволяет заряжать их в считанные секунды, однако максимальное напряжение на обкладках такого конденсатора не превышает 1 В. Ионисторы с органическим электролитом обладают большим внутренним сопротивлением и максимально допустимым напряжением 2–10 В.

Для питания электронных схем нужны более высокие напряжения, чем обеспечивают ионисторы. Для получения нужного напряжения их включают последовательно; 3–4 ионистора обеспечивают напряжение достаточной величины. Величина энергетической емкости конденсаторов измеряется в пикофарадах, нанофарадах и микрофарадах, в то время как емкость ионисторов на самом деле огромна и измеряется в фарадах (Ф). В ионисторах достижима энергетическая плотность от 1 до 10 Вт/кг. Она больше, чем у типичных конденсаторов, но меньше, чем у аккумуляторов. Относительно низкое внутреннее сопротивление ионисторов обеспечивает хорошую проводимость.

К достоинствам ионисторов относят:

1) большой срок службы;

2) малое внутреннее сопротивление, которое обеспечивает сглаживание импульсов (бросков) тока нагрузки, если ионистор включен параллельно аккумуляторной батарее;

3) быстрый заряд в течение нескольких секунд из-за низкого внутреннего сопротивления;

4) работа ионистора при любом напряжении, не превосходящем номинального;

5) неограниченное число циклов заряд/разряд;

6) отсутствие необходимости контроля за режимом зарядки;

7) использование простых методов заряда;

8) широкий диапазон рабочих температур: -25...+70 °С.

Недостатки ионисторов:

1) не обеспечивают достаточного накопления энергии;

2) маленькая энергетическая плотность;

3) низкое напряжение на некоторых типах ионисторов;

4) для получения требуемого напряжения необходимо последовательное подключение не менее трех ионисторов;

5) высокий саморазряд;

6) относительно высокая стоимость.

Очень часто ионисторы можно встретить в цифровой аппаратуре. Там они выполняют роль автономного или резервного источника питания для микроконтроллеров (IC's), микросхем памяти (RAM's), КМОП-микросхем (CMOS's) или электронных часов (RTC). Благодаря этому даже при отключенном основном питании электронный прибор сохраняет заданные настройки и ход часов. К примеру, проблесковый огонь после одного 90-секундного заряда сможет работать до 90 мин с максимальным световым выходом.



Рис. 1. Схема включения ионистора

На рис. 1 изображена схема включения ионистора в цепь с нагрузкой. Диод служит для предотвращения саморазряда конденсатора; если отключить основное питание (обратные токи), резистор служит для ограничения тока зарядки конденсатора. Однако такой конденсатор будет линейно разряжаться с падением напряжения до порогового напряжения потребителя, что в свою очередь делает бесполезным часть заряда конденсатора. Например, если на нагрузке минимальное напряжение 2,5 В, а конденсатор на 5 В, то половина заряда ионистора себя не реализует. Однако этот недостаток не играет роли, если использовать ионистор в качестве фильтра в блоках питания, чтобы получить стабильный постоянный ток без помех и наводок.

Одно из основных перспективных применений ионисторов – использование в качестве посредника (буфера) между аккумулятором (элементом питания) и потребителем. Применение ионистора в паре с аккумуляторами немного повышает КПД и многократно повышает срок службы аккумуляторов, так как последние при выдаче больших токов или при частых циклах заряда/разряда неизбежно портятся из-за эффектов памяти и перегрева. В рекуперативном торможении и трогании с места идеально использовать именно ионисторы.

Однако это не предел в структуре и реализации ионисторов. Так, совсем недавно ученым из университета Вандербильта (Нашвилл, Теннесси, США) удалось создать ионистор из кремния. Они впервые в мире создали кремниевый ионистор методом травления кремниевой подложки и покрытия «вафли» графеном. Простота их подхода заключается в использовании пористого кремния – материала с контролируемыми свойствами, который можно легко получить травлением «вафли». Инженеры обнаружили, что при покрытии материала слоем графена его свойства как ионистора кардинально улучшаются. Тесты показали, что графеновое покрытие выполняет роль защитного слоя, а при заряде ионистора максимальная плотность энергии выросла в 25 раз [2, с.1].

### Список литературы

1. Burns J. Butts Recycled as Energy Storage // IDEAS FOR INNOVATION научный сайт [Электронный ресурс]. URL: http://www.psfk.com/2014/08/cigarette-butts-converted-high-end-energy-storage.html

**<sup>2.</sup>** Поверхность инженерии пористого кремния для стабильных, высокопроизводительных электрохимических ионисторов / Л. Оукс, А. Уэстовер, Д. Марс [и др.] // Scientific reports-научный журнал [Электронный ресурс]. URL: http://www.nature.com/srep/2013/131022/srep03020/full/srep03020.html

# ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ ИМИТАТОР БОРТОВОЙ СИСТЕМЫ ПРЕДУПРЕЖДЕНИЯ СТОЛКНОВЕНИЙ

## В. А. Караченцев

Иркутский филиал Московского государственного технического университета гражданской авиации 664047, г. Иркутск, ул. Коммунаров, 3А E-mail: kara1126@mail.ru

Рост интенсивности воздушного движения требует принятия соответствующих мер по обеспечению безопасности авиационных перевозок. С этой целью современные воздушные суда оборудуются радиоэлектронными системами, позволяющими проводить анализ воздушной обстановки и выдавать рекомендации экипажу для управления воздушным судном. Одной из таких систем является бортовая система предупреждения столкновений (БСПС). Для изучения устройства и принципов функционирования БСПС в ходе учебного процесса был разработан программноаппаратный имитатор. Использование такого имитатора существенно улучшает восприятие учебного материала и способствует более качественной подготовке авиационных специалистов.

Авиационный транспорт – один из основных видов транспорта, осуществляющий перевозки пассажиров и грузов и являющийся ведущим звеном экономической и социальной инфраструктуры любой страны. Особая специфика в работе авиационного транспорта заставляет постоянно искать возможность совершенствования всех входящих в него систем, обеспечивающих его нормальное функционирование. Перспективным направлением совершенствования является оснащение воздушных судов (ВС) новейшим бортовым радиоэлектронным оборудованием (РЭО), спроектированным с учетом последних достижений цифровой вычислительной техники. В цифровых системах можно не только повышать надежность, но и реализовывать принципиально новые способы отображения пилотажно-навигационной информации на цветных мониторах, что позволяет снижать нагрузку на экипаж в полете.

Эксплуатация высокотехнологичных цифровых систем требует соответствующего уровня подготовки специалистов, причем не только теоретической, но и практической, а для этого требуются соответствующие учебно-действующие комплекты бортового оборудования. Как правило, это достаточно дорогостоящие системы и устройства с широким функционалом, который не всегда используется в полном объеме в процессе обучения.

Ввиду быстрого развития цифровой техники и информационных технологий, широкой доступности технической и научной литературы появилась возможность создания имитаторов дорогостоящих и сложных систем.

Подобный имитатор был разработан и реализован на кафедре АРЭО ИФ МГТУ ГА. Он представляет собой программно-аппаратный комплекс, состоящий из управляющей ЭВМ и устройства сопряжения с бортовым многофункциональным индикатором (МФИ). Разработанный комплекс имитирует работу бортовой системы предупреждения о столкновении в воздухе (БСПС) и визуализирует результаты ее работы посредством выдачи информации на МФИ бортовой метеонавигационной радиолокационной станции (МнРЛС) [1].

Использование разработанного имитатора в процессе профессиональной подготовки авиационного специалиста способствует более глубокому изучению основных принципов функционирования системы БСПС, приобретению практических навыков работы с МФИ в режиме отображения информации от БСПС.

Основой имитатора является ЭВМ со специально разработанным программным обеспечением, которое моделирует воздушную обстановку. Сопряжение ЭВМ с МФИ обеспечивается посредством устройства сопряжения, реализующего функции преобразования стандартного компьютерного интерфейса USB в интерфейс, определяемый стандартом ARINC-429 (рис. 1) [2, 3].



Рис. 1. Структурная схема имитатора воздушной обстановки

Здесь и далее под интерфейсом будем понимать совокупность аппаратных и программных средств. Первая составляющая обеспечивает физическое согласование каналов связи ПЭВМ и МФИ на сигнальном уровне, а вторая – согласование на уровне правил передачи информационных сообщений.

МФИ входит в состав МнРЛС «Контур-10Ц». МФИ представляет собой многофункциональный индикатор, предназначенный для использования на борту ВС (рис. 2) [4]. Он способен отображать информацию от сопрягаемых систем (МнРЛС, системы раннего предупреждения приближения земли (СРППЗ) и БСПС, навигационной системы (НС) и видеокамеры), а также позволяет управлять режимами работы сопрягаемых систем и режимами отображения информации.





МФИ выполнен в виде одного блока, на лицевой стороне которого размещен экран и органы управления. На задней стенке блока размещены электрические разъемы для его подключения.

Модуль сопряжения представляет собой программно-аппаратную систему, обеспечивающую согласование стандартных интерфейсов USB со стороны ЭВМ и ARINC-429 со стороны МФИ. Модуль состоит из следующих основных узлов (рис. 3):

– платы расширения с центральным процессорным устройством (ПР ЦПУ);

- модуля питания и сопряжения (МПиС);
- модуля формирования сигналов (МФС).

Задачами модуля сопряжения являются:

- согласование протоколов обмена информацией;
- согласование скоростей обмена информацией;
- согласование порядка передачи элементов информации.

Каждый узел содержит в своем составе ряд элементов, соединенных между собой для решения специфических задач.



Рис. 3. Функциональная схема модуля сопряжения

Модуль питания и сопряжения предназначен для формирования двухполярного напряжения с нулевой точкой, соединенной с корпусом ВС. Необходимость двухполярного напряжения объясняется структурой сигналов шины ARINC-429.

Плата расширения с ЦПУ обеспечивает решение задачи согласования правил представления информационных сообщений в двух основных форматах – USB и ARINC-429. В качестве ЦПУ использован процессор AT90SAM3X8E компании Atmel [5], выбор которого основан на следующих соображениях:

 – архитектура процессора ARM обеспечивает легкость в переносе на другой, возможно более мощный процессор в случае необходимости;

- имеются свободные (бесплатные) средства разработки ПО для архитектуры ARM;

- высокая производительность ядра ARM (1.6 MIPS/МГц);
- наличие встроенного аппаратного модуля USB;

- низкое потребление электроэнергии.

Модуль формирования сигналов обеспечивает формирование выходных двухполярных сигналов в соответствии с требованиями стандарта ARINC-429 [2, 3]. МФС представляет собой высокоскоростной передатчик, построенный на основе быстродействующих операционных усилителей. Согласно стандарту ARINC-429 для передачи информации передатчик формирует два противофазных дифференциальных сигнала величиной +/- 10В. Для согласования выходного сопротивления передатчика с волновым сопротивлением шины каждый выход передатчика имеет цепь согласования.

Программное обеспечение имитатора было спроектировано на основании объектно-ориентированного подхода [6], который обладает следующими преимуществами:

 ускоряет разработку программ за счёт использования системы понятий, приближённой к естественному языку;

 повышает качество разработки за счёт более тщательной отработки её компонентов;

– даёт возможность системе развиваться постепенно, не приводит к полной переработке при изменении требований.

На основании требований к функциональности ПО имитатора можно выделить следующие основные модули программы:

 – главный модуль, обеспечивающий отправку данных и обработку событий интерфейса пользователя;

- модуль вычисления параметров нарушителей;

- модуль формирования выходных слов по стандарту ARINC-735В [7];

– модуль сопряжения ПО имитатора с системным ПО.

Главный модуль программного обеспечения обеспечивает:

- создание графического интерфейса пользователя;

- обработку событий интерфейса пользователя;

– формирование графического отображения воздушной обстановки в интерфейсе пользователя;

- формирование временных интервалов для отправки данных в МФИ.

Модуль вычисления параметров нарушителей реализует следующие функции:

– генерирование начальных координат нарушителя, его векторов горизонтальной и вертикальной скорости, абсолютной высоты;

- вычисление начальных данных для работы основного цикла;

– вычисление основных данных нарушителей (дальность, азимут, относительная высота, степень опасности и др.).

Модуль формирования выходных слов ARINC-735В обеспечивает заполнение всех полей слов ARINC-735В необходимыми данными.

Модуль сопряжения ПО имитатора с системным ПО представлен статической библиотекой, предназначенной для абстрагирования клиентского приложения от аппаратной части, различных низкоуровневых операций, и предоставляет необходимый инструментарий для взаимодействия ПО имитатора и системного ПО. В своем составе модуль сопряжения имеет следующие интерфейсы:

- интерфейс передачи информации от ПО имитатора в МФИ;

- интерфейс оповещения о подключении или отсоединении устройства сопряжения.

Клиентское приложение создает виртуальную модель воздушной обстановки вокруг защищаемого самолета, т. е. генерирует траектории движения и параметры полета самолетов-нарушителей. Затем, применяя специальные формулы, вычисляются необходимые данные о нарушителях (высота, дальность, азимут) и эти данные передаются в МФИ стандартными словами в соответствии со стандартом ARINC-735B.

При запуске программного обеспечения происходит создание графического интерфейса пользователя (рис. 4), инициализация его органов управления и т. д.



Рис. 4. Вид графического интерфейса пользователя имитатора

После этого выполнение всех остальных функций кода осуществляется только при обработке событий, которые в свою очередь возникают в результате действий пользователя (нажатие на кнопку, изменение значения какого-либо поля и т. д.), либо при выдаче сообщений от таймеров, либо при изменении графического интерфейса (перетаскивание мышью, изменение размера) и др.

Использование разработанного программно-аппаратного имитатора воздушной обстановки в процессе профессиональной подготовки авиационного специалиста способствует более качественному изучению основных принципов работы системы БСПС, приобретению практических навыков работы с многофункциональным индикатором в режиме отображения информации от БСПС.

#### Список литературы

1. Курс лекций по дисциплине «Радиолокационные системы ВС и АП» / ИФ МГТУ ГА, 2008.

2. Стандарт на компьютерную шину ARINC 429 [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/ARINC 429 (дата обращения 04.04.2016). Загл. с экрана.

3. Спецификация ARINC 429 часть 1-17. Mark 33 digital information transfer system (dits) part 1 functional description, electrical interface, label assignments and word formats, 2004.

4. ТЮКН.467824.005 РЭ-ЛУ. Многофункциональный индикатор. Руководство по технической эксплуатации, 2009.

5. Джозеф Ю. Ядро Cotrex-M3 / Пер. с англ. А. В. Евстифеева. М.: Додэка-XXI, 2012. 552 с.

6. Гради Буч. Объектно-ориентированное проектирование. К.: Диалектика; М.: Конкорд, 1992. 519 с.

7. Спецификация ARINC 735B. Traffic computer TCAS and ADS-B functionality.

# МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ СТАНКОМ

Р. Р. Козин, П. Г. Андреев (научный руководитель)

Пензенский государственный университет 440026, г. Пенза, ул. Красная, 40 E-mail: kipra@pnzgu.ru, apg\_58@mail.ru

В статье рассмотрены технические вопросы создания микропроцессорной системы управления фрезерным станком типа BM127, Т 220, 6Р13, 675П. Для определения основных требований к подобным системам по соответствующим признакам представлена классификация фрезерных станков. Дана обобщенная структурная схема микропроцессорной системы управления.

Задача обновления станочного парка промышленных предприятий страны является крайне актуальной. Решить эту задачу исключительно за счёт замены физически изношенного и морально устаревшего оборудования на новое в обозримые сроки не удастся: парк металлообрабатывающего оборудования страны составляет 1,5–2,0 млн ед.; отечественные станкозаводы способны в настоящее время выпускать лишь порядка 3–4 тыс. единиц оборудования в год; производство многих типов оборудования прекращено; импорт высокотехнологичного оборудования по ряду причин затруднён или невозможен.

Задача обновления станочного парка может быть частично решена за счёт модернизации имеющегося у предприятий оборудования. Под модернизацией в данном случае понимается доведение имеющегося оборудования до уровня зарубежных образцов по точности, производительности, функциональным и технологическим возможностям за счёт капитального ремонта и оснащения современными (преимущественно отечественными) комплектующими изделиями (системы ЧПУ, привода, шариковинтовые пары, электрогидроаппаратура и др.). Следует отметить, что станок в течение своего жизненного цикла может модернизироваться неоднократно с учетом комплексного подхода на этапе проектирования, позволяющего учесть множество факторов, влияющих на конструкцию, с целью снижения себестоимости изделия [1]. При этом базовые детали (чугунные литые станины, суппорты, стойки, траверсы, столы) остаются неизменными. Комплектующие изделия, определяющие технический уровень станка, заменяются современными. Таким образом, периодическая модернизация с применением информационного соответствующего обеспечения проектирования изделий позволит станку всё время быть на уровне современных достижений отечественного и зарубежного станкостроения, составив основу их конкурентоспособности [2, 3]. Такой подход к решению поставленной задачи возможен вследствие современного развития компьютерной техники, что позволяет качественно и достаточно быстро проектировать электронные средства различного назначения [4].

В зависимости от характера выполняемых работ и применяемого режущего инструмента станки подразделяют на группы и типы, согласно чему предъявляются требования к системам управления. Станки с ЧПУ должны обеспечивать высокие точность и скорость отработки перемещений, заданных УП, а также сохранить эту точность в заданных пределах при длительной эксплуатации. Конструкция станков с ЧПУ должна, как правило, обеспечивать совмещение различных видов обработки, автоматизацию загрузки и выгрузки деталей, автоматическое или дистанционное управление сменой инструмента, возможность встройки в общую автоматическую систему управления. Высокая точность обработки определяется точностью изготовления и жесткостью станка.

Фрезерные станки с ЧПУ предназначены для обработки плоских и пространственных поверхностей заготовок сложной формы. Конструкции фрезерных станков с ЧПУ аналогичны конструкциям традиционных фрезерных станков, отличие от последних заключается в автоматизации перемещений по УП при формообразовании.

В основе классификации фрезерных станков с ЧПУ лежат следующие признаки [5]:

- расположение шпинделя (горизонтальное или вертикальное);
- число координатных перемещений стола или фрезерной бабки;
- число используемых инструментов (одноинструментные или многоинструментные);
- способ установки инструментов в шпиндель станка (вручную или автоматически).

По компоновке фрезерные станки с ЧПУ делят на четыре группы:

- вертикально-фрезерные с крестовым столом (652ОФЗ, МА655ФЗ и др.);
- консольно-фрезерные (6Р13Ф3, 6Р13РФ3 и др.);
- продольно-фрезерные (6М610Ф3-1 и др.);
- широкоуниверсальные инструментальные.

Фрезерные станки в основном оснащают прямоугольными и контурными устройствами ЧПУ. При прямоугольном управлении стол станка совершает движение в направлении, параллельном одной из координатных осей, что делает невозможной обработку сложных поверхностей. При контурном управлении траектория перемещения стола более сложная. Станки с контурным управлением используют для фрезерования различных кулачков, штампов, пресс-форм и других аналогичных поверхностей.

Приведенная классификация позволит обозначить основные требования к микропроцессорным системам управления данными станками.

Предлагаемая микропроцессорная система управления предназначена для автоматизации работы фрезерных станков типа: вертикальный консольно-фрезерный станок BM127, универсальный фрезерный станок Т 220, вертикально-фрезерный станок 6Р13, широкоуниверсальный фрезерный станок 675П.

Устройство имеет два конструкционных исполнения:

1. Электронный блок управления на микроконтроллере и поворотное устройство на электромагнитах и храповом колесе.

2. Электронный блок управления на микроконтроллере, блок синхронизации и шаговый двигатель с редуктором.

Электронный блок управления изготовлен на микроконтроллере, в котором записаны команды управления тормозом, электромагнитом поворота детали, установлены временные параметры технологических режимов, поворот шагового двигателя на определённый градус и синхронная работа ключей управления шаговым двигателем.

Электромеханическое устройство на электромагнитах и храповом колесе представляет собой электромагнит тормоза, электромагнит поворота детали, храповое колесо и электромагнитный датчик положения обрабатываемой детали.

Электромеханическое устройство на шаговом двигателе представляет собой подворотник, управляемый отдельным микропроцессором. Основной микропроцессор формирует сигнал поворота и ждёт ответного сигнала, по окончании поворота включает тормоз, фиксируя заготовку, и продолжает технологический процесс.

На рисунке представлена обобщенная структурная схема системы микропроцессорного управления, позволяющая выполнить поставленные задачи.

Структура микропроцессорного управления состоит из блоков: блока оптической развязки между силовой частью и частью микропроцессора управления, блока стабилизированного питания на +5 и +12 В, который необходим для стабильного питания всей системы, который изготовлен и работает по импульсной технологии.

Электронный блок основан на базе микропроцессора, в который записаны управляющие сигналы, созданные в программной среде. Программное обеспечение позициирует координатную траекторию перемещения детали и формирует управляющие сигналы.



Рис. 1. Схема структурная системы микропроцессорного управления

Управляющие сигналы с микропроцессора управления поступают через оптронную развязку на блок синхронизации шагового двигателя с системой управления.

Экономический эффект от использования данной системы управления может быть выражен в получении максимальной прибыли за счет сокращения ручного труда на существующем оборудовании предприятия, а также за счет повышения конкурентоспособности выпускаемых изделий.

#### Список литературы

1. Андреев П.Г., Наумова И.Ю., Ширшов М.В. Комплексное исследование блока РЭС на примере светоакустической приставки // Надежность и качество: тр. междунар. симпозиума. Т. 2 / под ред. Н.К. Юркова. Пенза: Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2010. С. 137–142.

2. Курносов В.Е., Агейкин О.А., Балабин О.В. Построение систем автоматического проектирования конструкций // Междунар. студ. науч. вестн. Пенза: Изд-во ООО «Информационно-технический отдел Академии естествознания», 2015. № 3-1. С. 40–41.

3. Андреева Т.В., Курносов В.Е. Информационное обеспечение проектирования узлов на печатных платах на основе дискретно-непрерывного моделирования // Алгоритмы, методы и системы обработки данных. Муром: Муромский ин-т (филиал) ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет им. Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых». 2003. № 8. С. 130–137.

4. Андреев П.Г., Наумова И.Ю. Аналого-цифровые преобразователи в учебном процессе // Надежность и качество: тр. междунар. симпозиума. 2007. Т. 1. С. 67–69.

5. Инструментальная оснастка станков с ЧПУ / под общ. ред. А.Р. Маслова. М.: Машиностроение, 2006. 544 с.

# РАСЧЁТ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ ОБЪЁМНОГО РЕЗОНАТОРА ДЛЯ ВЫСОКОЧУВСТВИТЕЛЬНОГО СПЕКТРОМЕТРА

Р. И. Колмаков, А. И. Панкрац (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: romankolmakov3000@gmail.com

Статья посвящена способам улучшения чувствительности лабораторного спектрометра. Рассмотрен способ внедрения в установку объемного резонатора. Показаны плюсы такого внедрения. Продемонстрирована сама конструкция резонатора и его линейные размеры. Обоснована необходимость повышения чувствительности спектрометра и намечены дальнейшие цели, а именно исследование резонансных свойств наношпинелей.

#### Введение

Исследование частотно-полевых зависимостей магнитного резонанса с успехом используется не только для измерения эффективных магнитных параметров материала, но и для изучения магнитных структур и фазовых переходов. Для обеспечения таких целей универсальный спектрометр электронного магнитного резонанса (ЭМР), пригодный для исследования широкого класса магнетиков (антиферромагнетиков, ферромагнетиков, низкомерных магнетиков, наночастиц и т. д.) должен в первую очередь обладать широкой полосой рабочих частот и большим диапазоном магнитных полей. Стандартные спектрометры электронного парамагнитного резонанса (ЭПР) обладают высокой чувствительностью, но работают, как правило, на фиксированной частоте и по этой причине не могут использоваться для таких целей. Спектрометры ЭМР с широким диапазоном рабочих частот и магнитных полей серийно не выпускаются.

Для создания сильных магнитных полей в спектрометрах ЭМР чаще используются сверхпроводящие соленоиды, создающие стационарное магнитное поле. Однако такой способ требует большого количества жидкого гелия. Кроме того, максимальные поля, создаваемые сверхпроводящими соленоидами, обычно не превышают 70 кЭ. Импульсный метод позволяет создавать поля до 100 кЭ. Он (импульсный метод) является относительно простым и недорогим способом создания сильных магнитных полей. Этот метод обладает и другими достоинствами: малый расход жидкого гелия при низкотемпературных измерениях, квазипостоянные условия эксперимента в процессе записи спектра поглощения вследствие малой длительности импульса поля.

Но наряду с этим импульсный метод обладает и целым рядом недостатков. Он не обеспечивает необходимую точность измерения резонансных значений поля. Из-за короткой длительности импульса невозможно использовать методы селективного усиления сигнала, а видеоусиление не обеспечивает большого соотношения сигнал/шум.

Одно из направлений, которыми занимаются в лаборатории резонансных свойств магнитоупорядоченных веществ, — это изучение свойств наношпинелей. При комнатной температуре они ферромагнитоупорядочены и обладают металлическим типом проводимости. Это сочетание транспортных и магнитных свойств делает эти материалы интересными для изучения и применения в технике.

Для продолжения исследования таких материалов поставлена задача повышения чувствительности спектрометра магнитного резонанса, имеющегося в лаборатории.

## Экспериментальная часть

Спектрометр, имеющийся в лаборатории резонансных свойств магнитоупорядоченных веществ, обладает сравнительно низкой чувствительностью, так как там используется закороченный волновод. Чтобы это исправить, есть 2 метода повышения чувствительности:

- а) использование объёмного резонатора;
- б) использование сверхпроводящего соленоида.

Поле в сверхпроводящем соленоиде изменяется медленно. Использование сверхпроводящего соленоида позволяет включать двойную модуляцию поля и последующее синхронное усиление сигнала с фазовым детектированием (модуляция и детектирование производятся на одной частоте).

## Расчёт цилиндрического объёмного резонатора

Использование объёмного резонатора (рис. 1, 2) позволяет повысить чувствительность за счёт высокой добротности. Из всех используемых резонаторов наиболее высокой добротностью обладает цилиндрический резонатор с основным типом волны H<sub>01</sub>.

Резонатор в общем виде представляет собой закороченный с 2 сторон отрезок цилиндрического волновода, длина которого кратна половине длины волны в волноводе. Для типа  $H_{013}$  по длине резонатора укладывается 3 полуволны, а для  $H_{014}$  – 4 полуволны и т. д.



Рис. 1. Объёмный резонатор в разобранном состоянии



Рис. 2. Объёмный резонатор в собранном состоянии

Конструкция резонатора для лабораторного спектрометра была разработана с учётом возможности изменения его высоты. Эта возможность в сочетании с использованием более высоких мод резонанса (кроме H<sub>011</sub> используется также H<sub>012</sub>, H<sub>013</sub> и т. д.) позволяет получить непрерывную перестройку частоты спектрометра в интервале от 26 до 70 ГГц. Изменение высоты резонатора стало возможным благодаря внедрению в его конструкцию подвижного поршня, высота которого регулируется винтом. Путём вращения винта поршень изменяет своё положение внутри корпуса резонатора, тем самым меняя его высоту.

Внешний диаметр резонатора составляет 16 мм, а его высота регулируется в пределах от 10 до 16 мм.

Вращение винта передаётся через систему шестерёнок с помощью трубки, выходящей через верхний фланец криостата, т. е. изменение высоты резонатора можно производить из комнатной температуры.

## Выводы

По рассчитанным данным и спроектированной 3Д-модели будет изготовлен объёмный резонатор и внедрён в лабораторный спектрометр.

В дальнейшем планируется изучить частотно-полевые зависимости магнитного резонанса халькогенидных наношпинелей, исследование которых и потребовало увеличения чувствительности спектрометра.

#### Список литературы

1. Pankrats A., Vorotynov A.M., Tugarinov V.I., Zharkov S.M., Velikanov D.A., Abramova G.M., Zeer G.M., Ramasamy K., and Gupta A. // J. Appl. Phys., 116, 054302 (2014).

2. Tugarinov V.I., Makievskii I.Ya., and Pankrats A.I. Instrum. Exp. Techniq. 47, 472 (2004).

3. Ширман Я.Д. Радиоволноводы и объёмные резонаторы. М., 1959.

4. Магнитные наночастицы: методы получения, строение и свойства / С.П. Губина, Ю.А. Кокшаров, Г.Б. Хомутов, Г.Ю. Юрков // Успехи химии. 2005. Т. 74. Вып. 6. С. 539–574.

# АВИАЦИОННАЯ АВТОНОМНАЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ СЕТЬ

# Н. М. Кузьминых

Казанский национальный исследовательский технический университет имени А.Н. Туполева 420000, г. Казань, ул. Толстого, 15 E-mail pokayovski@gmail.com

В данном докладе приведена система энергообеспечения на базе авиационного статического преобразователя напряжения в трёхфазную сеть частотой 50...400 Гц прямоугольной формы с возможностью приведения выходного сигнала к синусоидальному виду и на базе двух авиационных аккумуляторных батарей 20 НКБН-25-У 3.

В настоящее время широко используется трехфазное напряжение на отечественных летательных аппаратах для питания тех же гироскопов, приводов, двигателей, радиоаппаратуры и других потребителей первой категории.

Трехфазным напряжением питаются многие электроинструменты на предприятиях: пилорама, дрели, токарные станки, фрезерные станки, специальный авиационный инструмент, наземное электроснабжение летательных аппаратов и радиоаппаратуры, так как оно позволяет использовать более мощное оборудование, уменьшить массу исполнительного устройства, сэкономить на проводке, поскольку ток распределяется равномерно по трем проводникам и в каждом проводе он меньше, чем в проводах однофазной системы электропитания.

Эта система электроснабжения получила широкое распространение. Однако ввиду того, что не везде предусмотрена такая система питания, а ее установка порой невозможна или затруднительна, была разработана данная система электроснабжения.

Система электроснабжения состоит из статического преобразователя с регулируемым диапазоном рабочих частот, а также двух авиационных никель-кадмиевых аккумуляторных батарей типа 20 НКБН-25-УЗ номинальным напряжением 24 В, именно поэтому используются две батареи, включенные по мостовой схеме с общей точкой. Целью данной электросистемы является обеспечение необходимых электрических мощностей в условиях отсутствия бортовой сети ЛА, например, при разворачивании радиоточки в чистом поле, лесу.

Аналогом статического преобразователя является электромашинный преобразователь, однако данный аппарат имеет ряд недостатков перед статическим: большие габариты и вес, низкие энергетические показатели, меньшая надежность (щеточно-коллекторные узлы и др.) и дорогое оборудование [1, с. 55].

Разрабатываемый статический преобразователь имеет малые габариты (100x120x150 мм), высокую ремонтопригодность (все элементы отечественного производителя), несложную электрическую схему (рис. 1), легкую настройку, а также регулировку частоты 50...400 Гц.

Прибор будет представлять собой переносимую конструкцию, выполненную в виде автономного блока. Конструктивно устройство состоит из пяти основных частей: задающего генератора, трех одинаковых усилителей мощности сигнала и блока питания.

Задающий генератор. На логических элементах DD1.1, DD1.2, DD1.4 собран мультивибратор, частоту колебаний которого можно изменять переменным резистором R2 в пределах 150...1 200 Гц. Частота трехфазной импульсной последовательности, формируемой узлом на микросхемах DD2, DD3 и элементе DD 1.3, и выходного трехфазного напряжения получается в три раза меньше 50...400 Гц. К выходам элементов DD3.2–DD3.4 подключены узлы A1–A3, формирующие напряжение фаз A, B и C, подаваемое на электродвигатель через разъем X1.



Рис. 1. Принципиальная электрическая схема

Усилитель мощности (три одинаковых блока A1, A2, A3). На ОУ DA1 собран интегратор, преобразующий прямоугольные импульсы в напряжение симметричной пилообразной формы. Транзисторы VT1, VT3, VT5, VT8 открыты, когда напряжение на выходе ОУ выше U выхода. На выходе формирователя напряжение в этом состоянии близко к –48 В. Когда выходное напряжение ОУ ниже U выхода, открыты транзисторы VT2, VT4, VT6, VT7 и напряжение на выходе формирователя становится равным +48 В.

Однако трёхфазное питание в 48 В не подходит под авиационный стандарт  $36B\pm10\%$ ,  $400\pm10\%$  Гц, но это не является недостатком, а, наоборот, даёт варьировать амплитуду выходного сигнала от 24 до 48 В.

<u>Блок питания</u>. Задающий генератор является основным блоком преобразователя, он необходим для задания рабочей частоты, подстройки. Для перехода к другому частотному интервалу придется изменить емкость конденсатора C1. Неидентичность формы сигналов на выходах трех ОУ можно устранить подборкой в небольших пределах емкости конденсатора C3 (см. рис. 1) и соответствующих ему конденсаторов в узлах A2 и A3.

При уменьшении частоты задающего генератора треугольные импульсы вследствие перехода ОУ в режим ограничения принимают форму трапеции, но это никак не сказывается на работе преобразователя, так как скорость изменения напряжения в интервалах между порогами остается прежней [1, с. 59].

Однако для некоторых видов двигателей необходим плавно меняющийся сигнал на входе, то есть синусоидальный сигнал, что является проблемой, так как искусственно создать такой сигнал в цифровой электронике проблематично.

Существует возможность формирования синусоидального выходного сигнала с генератора частоты. Для создания синуса необходимы сложные ШИМ-модуляции на 8-разрядных (и более) микроконтроллерах (например, марки STM32) и трансформаторе на тонком проводе. Программа на языке Assembler находится в разработке, и осуществляется настройка в оборудования. На данный момент предельные мощности преобразователя 150 Вт, однако прототип можно усилить заменой на более мощные транзисторные каскады.

Более простым способом организации синусоидального сигнала является замена задающего генератора в представленной схеме на генератор синусоидальных колебаний с регулируемой или фиксируемой частотой выходного сигнала.

Существует большое разнообразие схем генераторов на основе моста Вина с более точным управлением уровня выходного сигнала, позволяющих ступенчато переключать частоту генерации или плавно её регулировать. Некоторые схемы используют ограничители на диодах, установленных в качестве нелинейных компонентов обратной связи. Диоды уменьшают искажения выходного сигнала путём мягкого ограничения его напряжения (рис. 2).



Рис. 2. Генератор на мосте Вина с АРУ

#### Список литературы

1. Костицын В. Статический преобразователь напряжения однофазной сети в трёхфазную 50...400 Гц // Радио. 2009. № 10. С. 54–59.

2. Graeme Jerald. Optimizing Op Amp Performance, McGraw Hill Book Company, 1997.

3. Gottlieb Irving M. Practical Oscillator Handbook, Newnes, 1997.

4. Kennedy E.J. Operational Amplifier Circuits, Theory and Applications, Holt Rhienhart and Winston, 1988.

Philbrick Researches, Inc., Applications Manual for Computing Amplifiers, Nimrod Press, Inc., 1966.
 Graf Rudolf F. Oscillator Circuits, Newnes, 1997.

7. Graeme Jerald. Applications of Operational Amplifiers, Third Generation Techniques, McGraw Hill Book Company, 1973.

8. Single Supply Op Amp Design Techniques, Application Note, Texas Instruments Literature Number SLOA030.

# МОДЕЛЬНО-ОРИЕНТИРОВАННОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ БОРТОВОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

## Ю. Н. Леган

АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва» 662972, ЗАТО Железногорск, г. Железногорск, ул. Ленина, 52 E-mail: Leganyn@iss-reshetnev.ru

Описан модельно-ориентированный подход к проектированию бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов.

Одной из современных методологий проектирования, основанной на применении технических средств, является модельно-ориентированное проектирование [1].

Объектом модельно-ориентированного проектирования является модель, первоочередным этапом – построение модели, затем следует этап изучения и отладки модели, и как завершающий этап – синтез объекта реального мира (объекта проектирования) по разработанной модели.

Преимуществом методологии модельно-ориентированного проектирования являются низкие материальные издержки проектирования и малые временные затраты на модификацию проекта на начальном этапе при изменении исходных данных.

В основном модельно-ориентированное проектирование применяется для разработки программного обеспечения, в особенности специального программного обеспечения. Однако данную методологию возможно без нарушения общности рассуждений применить для проектирования РЭА как аппаратно-программного комплекса.

Основной задачей любого электронного устройства является выполнение конечного числа наперед заданных функций, определяемых техническим заданием. Таким образом, целями процесса проектирования РЭА является реализация заданных функций с использованием доступной элементной базы и специального программного обеспечения.

Полагая, что если каждому электрорадиоизделию (ЭРИ) сопоставить некоторую счетную функциональную модель с конечной точностью решения, а из моделей ЭРИ построить модель радиоэлектронного устройства, блока или прибора без нарушения границ достоверности применения моделей ЭРИ (важно!), то возможно разработать сколь угодно сложную модель радиоэлектронного средства. Эта идея нашла отражение во многих симуляторах функционирования электрических схем, например основанных на семействе SPICE-языков.

Получаемая таким образом модель радиоэлектронного средства (можно назвать её эталонной моделью) будет обладать следующими качествами:

– достоверность в определенном диапазоне условий, являющемся пересечением множеств достоверных условий составляющих ЭРИ;

большие затраты ресурсов технических средств моделирования;

– большие временные затраты процесса моделирования как следствие ограниченности ресурсов технических средств.

Однако снизить затраты ресурсов технических средств, а также временные затраты на моделирование позволяет процедура оптимизации модели [2]. Данную процедуру можно представить как создание новой модели радиоэлектронного средства с меньшим числом параметров, описывающей основные функциональные черты модели с большим числом параметров и обладающей достаточной достоверностью в определенном диапазоне условий моделирования. Известным способом описания моделей ЭРИ является использование языков семейства SPICE. Для моделирования схем используется SPICE-симулятор.

Следует заметить, что для разработки и моделирования оптимизированной модели целесообразным будет применение симулятора более общего типа, чем SPICE, например Xcos / Scilab или Simulink / MATLAB.

В рамках симулятора общего типа возможно объединить модели ЭРИ, функциональных групп, сложных программируемых интегральных цифровых и аналоговых схем (ПЛИС, ПАИС, микроконтроллеров, микропроцессоров), а также специальное программное обеспечение и построить полнофункциональную модель РЭА, исследовать ее и использовать результаты моделирования и оптимизации для дальнейшего проектирования на уровне электрических схем.

Полученную указанным способом модель РЭА дополнительно возможно использовать для отработочных испытаний специального программного обеспечения РЭА.

Нарабатывая базы данных моделей ЭРИ и функциональных групп, а также соответствующих им оптимизированных моделей для общего симулятора, возможно значительно сократить временные затраты на подготовку модели РЭА, а значит, и на проектирование РЭА, что в совокупности с преимуществами описанной методологии позволяет комплексно решать задачу проектирования РЭА.

#### Список литературы

1. Модельно-ориентированное проектирование // Wikipedia. - https://ru.wikipedia.org/wiki/Модельно-ориентированное проектирование.

2. Лекция 9. Моделирование в исследовании систем управления // ДГУПС. - http://edu.dvgups.ru/METDOC/EKMEN/MEN/SIST\_UPR/METOD/KURS\_LEK/frame/9.htm.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ДВИЖЕНИЯ ПОТОКОВ ГАЗА В ЛАБОРАТОРНОМ МАКЕТЕ ТЕРМОАНЕМОМЕТРА

Хас. М. Мирзаев, Хус. М. Мирзаев, С. А. Тютюник, Д. И. Захаров, Д. Г. Старосек, Д. В. Озеркин (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40 E-mail: hasan096@mail.ru

В настоящее время довольно широко применяется *термоанемометрический* метод измерения скорости потока газа, использующий зависимость между скоростью потока и теплоотдачей чувствительного элемента, помещённого в поток и нагретого электрическим током. Приборы, реализующие этот метод, – термоанемометры – обладают малой инерционностью, высокой чувствительностью, надежностью, компактностью.

Главным недостатком термоанемометров, построенных по классическим схемам (термоанемометр постоянного тока, термоанемометр постоянной температуры), является сильная зависимость показаний прибора от температуры контролируемой среды.

Предполагается избавиться от этого недостатка за счет использования импульсного режима работы, при котором измеряется тепловая *постоянная времени чувствительного элемента термоанемометра*. Известно, что при этом температура чувствительного элемента изменяется по экспоненциальному закону, причем тепловая постоянная времени является функцией скорости потока вещества и слабо зависит от его температуры [1].

## Описание макета термоанемометра

Принцип работы разрабатываемого *макета термоанемометрического расходомера* основан на зависимости от скорости потока вещества тепловой постоянной времени чувствительного элемента термоанемометра. Известно, что при остывании тепловая постоянная времени чувствительного элемента является функцией скорости потока вещества и практически не зависит от вариации температуры газа, расход которого измеряется [2].

Для исследования движения потока газа созданы две компьютерные модели в системе автоматизированного проектирования SolidWork 2015: модель макета с накопительными ёмкостями (для равномерного движения газа в трубе) и модель макета с отводами вместо накопительных ёмкостей.

Первый макет термоанемометра состоит из чувствительного элемента (спираль из нихрома), накопительных ёмкостей, пластиковой трубы, контрольного счетчика расхода газа (для проверки правильности выполняемых расчетов). Компьютерное моделирование макета представлено на рис. 1.

Второй макет термоанемометра состоит из чувствительного элемента (спираль из нихрома), пластиковых отводов, контрольного счетчика расхода газа. Результаты компьютерного моделирования макета представлены на рис. 2.

# Моделирование движения потока газа в макетах

Для исследования движения потока газа в макетах термоанемометрического расходомера проведен расчет параметров потока в программе SolidWorks Flow Simulation 2015.

Для проведения эксперимента в первом и втором макетах термоанемометрического расходомера были заданы одинаковые начальные условия:

- температура газа 22 °С;
- скорость потока газа 10 м/с;
- температура чувствительного элемента 200 °С.



Рис. 1. Компьютерное моделирование первого макета термоанемометрического расходомера: 1 – регулятор потока газа; 2 – контрольный счетчик расхода газа; 3 – чувствительный элемент (спираль из нихрома); 4 – пластиковая труба; 5 – стойки; 6 – накопительная ёмкость газа (для равномерного движения газа в трубе)



Рис. 2. Компьютерное моделирование второго макета термоанемометрического расходомера: 1 – регулятор потока газа; 2 – контрольный счетчик расхода газа; 3 – пластиковые отводы; 4 – чувствительный элемент (спираль); 5 – стойки



# Результаты расчета параметров потока газа термоанемометрическим расходомером

Рис. 3. Сравнение скоростей потока газа в макетах

Из рис. 3 видно, что на обоих макетах *скорость потока газа* на выходе идентична скорости на входе. Из полученных результатов расчетов видно, что накопительные емкости в первом макете создают турбулентные потоки.

Из рис. 4 видно, что температура потока газа в первом макете повышается за счет ударения потока газа об стенку накопительных ёмкостей и влияет на показание прибора.



Рис. 4. Сравнение температуры потока газа в макетах

## Заключение

Полученные результаты показали, что накопительные емкости в первом макете не дают ламинарный поток газа и влияют на температуру потока, а также усложняют конструкцию макета термоанемометрического расходомера газа.

Второй макет позволяет создать ламинарный поток газа, конструкция менее сложная, что упрощает процесс проектирования будущего макета.

## Список литературы

1. Ярин Л.П., Генкин А.Л., Кукес В.И. Термоанемометрия газовых потоков. Л.: Машиностроение, 1983. 198 с.

2. Перспективы термоанемометрических методов измерения расхода газа или жидкости / М.А. Ураксеев, А.Ф. Романченко, Д.Р. Абдрашитова, С.А. Шилова // Электронный журнал «Исследовано в России». 2001. 51. С. 587–593.

# РАЗРАБОТКА И ЗАПУСК НОВОГО СОЛНЕЧНОГО СПЕКТРОПОЛЯРИМЕТРА (ССМД) ДЛЯ ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА 50–500 МГц В у. БАДАРЫ (РОССИЯ)

## Н. О. Муратова, А. А. Муратов

Институт солнечно-земной физики СО РАН 664033, г. Иркутск, ул. Лермонтова, 126a, а/я 291 E-mail: muratova@iszf.irk.ru

В данном докладе представлены результаты разработки нового солнечного радиоспектрополяриметра (ССМД) для диапазона частот 50–500 МГц, на базе ССРТ, расположенного в у. Бадары (Россия). Первоначально основной целью проекта было создание устройства на основе схемы цифровой обработки сигнала. Данный прибор должен обладать улучшенными частотными, временными характеристиками и более высокой чувствительностью в сравнении с существующим аналоговым частотно-сканирующим приёмником сети Callisto, расположенным в Бадарах. Также предполагалось, что новое устройство сможет измерять весь набор параметров Стокса, который позволяет полностью описать состояние поляризации солнечного радиоизлучения, в то время как приёмник Callisto измеряет только одну горизонтальную компоненту. В итоге было создано два варианта нового устройства, один из которых на настоящий момент готов к запуску в режиме тестовых наблюдений.

#### Введение

Частотный диапазон 50–500 МГц представляет собой немалый интерес, поскольку здесь можно наблюдать разнообразные физические явления. В данном диапазоне можно наблюдать все типы радиовсплесков, корональные выбросы массы, ударные волны. Надо отметить, что существующие инструменты в основном измеряют только круговую поляризацию либо только одну – горизонтальную компоненту. Но именно в этом НЧ-диапазоне наиболее вероятно появление линейной компоненты радиоизлучения. Актуальна проблема, связанная со спектральными, временными характеристиками, и главное – чувствительностью данных устройств, учитывая непрерывно растущий уровень помех искусственного происхождения. Применение аналоговых устройств также создаёт дополнительные трудности, связанные с надёжностью и стабильностью характеристик сигналов.

Следующие инструменты осуществляют наблюдения в данном диапазоне частот: мировая сеть Callisto, ARTEMIS (Греция), YNAO spectrometer (Китай), Culgoora spectrograph (Австралия), Learmonth spectrograph (Австралия) [1].

## Вводная теория

На входе радиометра мы принимаем две линейных – горизонтальную и вертикальную поляризации. Наша задача – получить на выходе полный набор параметров Стокса. Представим плоскую электромагнитную волну (ЭМВ) в виде двух взаимноперпендикулярных компонент:

$$E_{x} = a_{1}\cos(\tau + \delta_{1}) \ u \ E_{y} = a_{2}\cos(\tau + \delta_{2}). \tag{1}$$

Состояние поляризации через амплитуды  $a_1 u a_2$ , а также разности фаз  $\delta = \delta_1 - \delta_2$  полностью описывают параметры Стокса. В общем виде их можно записать, как

$$I = \langle a_1^2 \rangle + \langle a_2^2 \rangle, \ Q = \langle a_1^2 \rangle - \langle a_2^2 \rangle, \ U = 2 \langle a_1 a_2 \cos \delta \rangle, \ V = 2 \langle a_1 a_2 \sin \delta \rangle.$$
(2)

Выразим их через элементы матрицы когерентности, что по результату идентично формуле (2), тогда

$$I = \langle E_x E_x^* \rangle + \langle E_y E_y^* \rangle, \ Q = \langle E_x E_x^* \rangle - \langle E_y E_y^* \rangle, \ U = \langle E_x E_y^* \rangle + \langle E_y E_x^* \rangle, \ V = i \left( \langle E_x E_y^* \rangle - \langle E_y E_x^* \rangle \right), \ (3)$$
где I – полная интенсивность; Q – разница интенсивностей линейных составляющих  $0^0$  и  $90^0$ ; U – разница интенсивностей линейных составляющих  $45^0$  и  $135^0$ ; V – разница интенсивностей левой круговых поляризаций. При этом  $E_x u E_y$  – аналитические сигналы,  $E_x^* u E_y^*$  – комплексно-сопряжённые компоненты, скобки < > указывают на усреднение по времени [2].

## Аналоговая часть радиометра

Входная часть аналоговой схемы располагается непосредственно на кронштейне антенны. Радиоизлучение (рис. 1) поступает на ортогональную скрещенную логопериодическую 18-элементную антенну CLP5130-IX, способную принимать одновременно горизонтальную и вертикальную поляризации и имеющую в диапазоне 50–500 МГц усиление до 15 дБ. Далее принятые сигналы Ех и Еу поступают на CBЧ-усилители ZFL-1000H (Amp.) с усилением 28 дБ в диапазоне 10–1000 МГц. Дополнительно к схеме усиления необходима схема термостабилизации, поскольку температурный режим работы данных усилителей ограничен температурой –20  $^{0}$ С. Здесь же располагается схема калибровки уровня сигнала для каждого канала, состоящая из двух CBЧ-коммутаторов ZSDR-230+ (SW), генератора шума и CBЧ-разветвителя ZX10-2-12+ (Split). В процессе наблюдений реальных сигналов в дальнейшем, возможно, понадобится введение в схему дополнительных усилителей.

Далее сигналы по кабелю попадают на вторую часть аналоговой схемы, которая находится в помещении. Основная задача этой части схемы – сдвинуть диапазон 50-500 МГц в область низких частот, в данном случае этот диапазон составляет 2-48 МГц. Роль преобразователя частот для каждого Ех и Еу-каналов выполняет смеситель, на один вход которого поступает ВЧ-сигнал, на другой – опорный сигнал с гетеродина. В данном случае опорный сигнал генерерирует схема (Gen. scheme), основой которой служит синтезатор частот, выполненный в виде отладочной платы EVAL-ADF4351EB1Z с микросхемой синтезатора ADF4351. Управление синтезатором частот осуществляет FPGA через последовательный 3-проводной интерфейс SPI. Весь диапазон 50-500 МГц разбивается на поддиапазоны по 46 МГц. В задаваемые FPGA-чипом интервалы синтезатор перестраивается на нужную частоту, таким образом последовательно обрабатываются все 10 полос. В процессе разработки выяснилось, что данный синтезатор генерирует вторую, третью и др. гармоники, сравнимые по амплитуде с полезным сигналом, в связи с чем для данной схемы была разработана плата с набором из 4 НЧ-фильтров, переключение между которыми контролируется FPGA-чипом. Далее сигнал усиливается усилителем ZHF-1010+ и разветвляется на два идентичных сигнала. Чтобы решить проблему с возникновением ЗК, мы используем схему Хартли (фазовый способ подавления ЗК). Входной мост и два смесителя выполнены на одной отладочной плате ADL5387, что исключает внесение дополнительных искажений. Второй гибридный мост QE-13-442 выполнен виде отдельного устройства, на выходе данного моста мы выбираем нижнюю боковую полосу и получаем сигналы в диапазоне 2-80 МГц. Далее используется ФНЧ (LPF) SLP-50+ с полосой пропускания 0-48 МГц. Таким образом на цифровую часть радиометра поступает два сигнала Ех и Еу в полосе частот 2-48 МГц.

### Цифровая часть радиометра

Цифровая часть радиометра выполнена на плате Stratix®IIEP2S60DSP фирмы Altera (рис. 2). Сигналы Ех и Еу поступают на два 12-битных АЦП, максимальная частота работы АЦП 125 МГц. Оцифрованные сигналы поступают на FPGA EP2S60F1020C3 семейства StratixII. Полный диапазон 50–500 МГц разбивается на полосы по 46 МГц, каждый из них обрабатывается FPGA с частотой 100 МГц. Данная FPGA кроме цифровой обработки сигналов осуществляет функцию управления синтезатором частот EVAL-ADF4351EB1Z посредством 3-проводной SPI-линии, управления платой с набором НЧ-фильтров, следующей после синтезатора, а также функцию формирования, передачи накопленных данных и двухсторонней связи с ПО, установленным на компьютере посредством Ethernet-интерфейса. Кроме того, на FPGA-чип поступает информация о состоянии синхронизации синтезатора.

Рассмотрим формулу (3). Нам необходимо, во-первых, получить аналитические сигналы, а также сопряжённые им компоненты, поскольку на входе радиометра сигналы действительны по своей природе, а затем найти две функции взаимной корреляции и две функции автокорреляции. На основании теоремы о свёртке, которая утверждает, что свёртке временных форм сигналов соответствует перемножение их частотных форм и наоборот (см. формулу (4)), мы можем построить схему FX-коррелятора [3]:



 $(x * y)(t) \le X(f)Y(f), \quad x(t)y(t) \le (X * Y)(f).$ 

(4)

Рис. 1. Аналоговая часть радиометра ССМД

Кроме нахождения компонентов Стокса, нам необходимо обеспечить требования к спектральным характеристикам сигналов для повышения вероятности наблюдения линейной поляризации. Именно для этой цели мы выбрали ширину канала величиной 10 кГц. Таким образом, основная часть нашей прошивки – блок 1024-точечного БПФ по основанию 4, работающего в реальном времени. Мы реализуем его, используя конвейерную архитектуру построения для оптимизации используемых в FPGA ресурсов [4]. Для получения частотного спектра, соответствующего нашим требованиям, нам необходимо осуществить дополнительную обработку сигнала. Такая обработка включает частотную децимацию, наложение окон и др. Далее, осуществляя с полученными спектрами необходимые арифметические операции, мы получаем параметры Стокса. Накопленные данные с платы Stratix®IIEP2S60DSP при помощи soft-процессора NIOS, также являющегося частью FPGA-прошивки, по сети Ethernet передаются на компьютер наблюдателя. Специально созданное для приёма, записи и отображения данных программное обеспечение осуществляет запись полученных компонентов Стокса, времени прихода выборки и массива частотных каналов в бинарный файл. Объём записанных файлов составит примерно 1 ГБ в день.

## Характеристики первого варианта устройства:

число частотных каналов – 4608; ширина каждого из 10 частотных поддиапазонов – 46 МГц; число Фурье-каналов в одном поддиапазоне – 512; ширина канала – 9.7656 КГц; расстояние между каналами – 97.6 КГц;

диапазон наблюдаемых частот – 50 – 500 МГц; полный набор векторов Стокса (I, Q, U, V); временное разрешение – 0.3 с; разрешение по амплитуде – 12 бит.

В целом прошивка для FPGA, включая блок цифровой обработки сигнала, контроля над периферийными устройствами и блок для управления NIOS-процессором, осуществляющим функцию контроля за TCP/IP-соединением, занимает 20 % логических ресурсов чипа EP2S60F1020C3 и 30 % ресурсов его памяти.

Данное устройство создано для измерения полного набора параметров Стокса, что немаловажно при определении состояния поляризации солнечного радиоизлучения, в то время как приёмник Callisto измеряет только интенсивность горизонтальной компоненты. У разрабатываемого устройства есть также ряд других преимуществ, а именно: это цифровое устройство, имеющее хорошую разрешающую способность по частоте и параллельную обработку каждого поддиапазона полосой в 46 МГц, а не отдельных частот, как при сканировании старой аналоговой схемой. Основной минус данного устройства – использование аналогового преобразования частоты в схеме, которое приводит к дополнительным искажениям характеристик сигналов, а также к некой фазовой и амплитудной неидентичности для двух Ех и Еу-каналов. Кроме того, в результате нам необходимо вносить в схему ещё больше дополнительных аналоговых компонентов.



Рис. 2. Цифровая часть радиометра ССМД

#### Предварительные лабораторные тесты

Испытания первого варианта устройства были успешны (на рис. 3, *а* представлена фотография тестовой схемы, на рис. 3,  $\delta$  – тестовое ПО для отображения 1-го параметра Стокса (интенсивности излучения)). Результат работы данной схемы – наличие единственной гармоники в спектре частот (497.3975 МГц), сгенерированной вторым опорным синтезатором EVAL-ADF4350EB1Z, её точное местоположение в спектре (в окне ПО) и отсутствие каких-либо дополнительных гармоник.

В процессе разработки данного устройства было решено, что для осуществления начальных наблюдений необходимо установить прибор с более широкой полосой канала и отсутствием промежутков между каналами с целью повышения чувствительности и в соответствии с этим повышения вероятности наблюдения данным устройством солнечных событий. Таким образом был создан второй вариант. Данный вариант имеет каналы шириной 100 КГц при неизменности других спектральных характеристик, при этом для начала в файл будут записываться 1 и 4-й параметры Стокса (интенсивность и круговая компонента). Предполагается также последующее сложение спектральных каналов в программном обеспечении, в случае если чувствительность устройства окажется недостаточной.



Рис. 3. Тестирование и отладка ССМД без антенны, в качестве источника входного сигнала использован второй синтезатор EVAL-ADF4350EB1Z (*a*); результат тестирования, на входе синусоидальный сигнал частотой 497.3975 МГц. Результат отображен в окне тестового ПО, которое отображает спектр мощности для 1-го параметра Стокса (*б*)

#### Следующие шаги:

1. В апреле 2016 года планируется постановка второго тестового варианта спектрографа в режим наблюдений.

2. Установка первого варианта устройства, имеющего узкую полосу для каждого канала (10 КГц), но с большим их количеством.

3. Улучшение временного разрешения и повышение чувствительности.

4. Разработка спектрографа для частотного диапазона 1-2 ГГц.

### Заключение

В заключение необходимо отметить, что при разработке подобного устройства часто приходится учитывать ряд противоречивых по своей сути условий. К примеру, для наблюдения линейной поляризации необходима аппаратура с довольно узкими каналами (желательно, не более 0.1 % от значения наблюдаемой частоты), в причину существования эффекта Фарадея. При этом чем меньше ширина канала, тем хуже чувствительность. Для того чтобы увеличить чувствительность, нужно увеличить число накоплений, но это в свою очередь приводит к ухудшению временного разрешения. Аналоговая аппаратура в силу неидентичности двух трактов для сигналов Ех и Еу вносит искажения в полезный сигнал и приводит к некоторому искажению результирующей информации о поляризации излучения, т. е. по возможности необходимо сводить к минимуму число используемых в схеме аналоговых устройств. Стремительное развитие современных средств связи и приёмопередающих устройств в целом делает всё более затруднительным наблюдение солнечного радиоизлучения, которое маломощно в сравнении с искусственными сигналами, что делает бесполезным его наблюдение в некоторых частотных диапазонах. Таким образом, при создании устройства необходимо также учитывать его динамический диапазон, возможную чувствительность и информацию о наличии поблизости сильных источников искусственных радиопомех.

#### Список литературы

1. http://radio-monitoring.obspm.fr/instruments.php

2. Борн М., Вольф Э. Основы оптики. М.: Наука, 1973. 721 с.

3. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.

4. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978. 835 с.

# АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДИСТАНЦИОННОГО МОНИТОРИНГА СЕРДЕЧНО-СОСУДИСТОЙ СИСТЕМЫ

Г. М. Алдонин, А. О. Недбайло, А. С. Попов, А. В. Солдатов

Сибирский федеральный университет 660041, г. Красноярск, пр. Свободный 79

Рассмотрен аппаратно-программный комплекс на базе рекордера МКМ-11 холтеровского типа с возможностью непрерывного дистанционного мониторинга электрокардиограммы (ЭКГ) и ПВ «on line» на планшете, смартфоне, компьютере или ноутбуке через Bluetooth интерфейс. Программное обеспечение дистанционного мониторинга «ECGManager» для АПК ДМ на базе операционной системы (OC) «Windows» и на базе OC «Android» производит обработку накопленных в МКМ-11 цифровых данных и позволяет выявлять латентную структуру ЭКС с помощью вейвлет-преобразования, которое отражает фазово-пространственное прохождение возбуждения по сегментам проводящей сети сердца.

### Введение

Сердечно-сосудистые заболевания (ССЗ) имеют длительный инкубационный период и проявляются только через несколько лет после воздействия факторов риска, связанных с неблагоприятной окружающей средой или образом жизни. Необходимо совершенствование технических средств индивидуального мониторинга функционального состояния организма (ФСО) для своевременного выявления с помощью компьютерных технологий латентных форм ишемических болезней сердца (ИБС).

## Материалы и методы

Для исследования ССЗ в лаборатории медицинского приборостроения Института инженерной физики и радиоэлектроники (ИИФиРЭ) Сибирского федерального университета (СФУ) разработан аппаратно-программный комплекс дистанционного мониторинга (АПК ДМ). АПК ДМ, разработанный на основе рекордера холтеровского типа МКМ-11, предназначен для мониторинга ФСО в клинической практике, амбулаторных, бытовых и производственных условиях и в спортивной медицине [1].



Рис. 1. Внешний вид кардиомонитора МКМ-11

Особенностью кардиомонитора МКМ-11 является наличие канала электрокардиосигнала (ЭКС) и двух каналов пульсовой волны (ПВ) для получения фотоплетизмограммы ПВ с различных точек (мочка уха, фаланги пальцев рук и ног). Также предусмотрена возможность непрерывного дистанционного контроля электрокардиограммы (ЭКГ) и ПВ в режиме «on line» на планшете, смартфоне, компьютере или ноутбуке через Bluetooth интерфейс. Также прибор позволяет записывать данные на карту памяти (µSD) для последующей передачи и обработки на персональном компьютере.

Благодаря своим небольшим габаритам и малому весу (не более 100 г) прибор не вызывает дискомфорта и прост в управлении с помощью кнопок 1 и 2 (рис. 2).



Рис. 2. Схема расположения кнопок и светодиодов на рекордере МКМ-11

Информацию о следующих режимах работы прибора показывают трехцветные световые индикаторы 1-4 (рис. 2):

1) Аппаратный режим:

красный – зарядка;

зеленый – зарядка закончена;

синий – активирован *USB* (в режиме обновления ПО – готов к прошивке, в режиме работы – готов к связи с ПК (будет реализовано в будущем).

2) Состояние электродов:

красный – электроды отключены;

зеленый – электроды подключены.

3) Текущий режим:

желтый – готов к работе, ожидание;

зеленый – работает, активирован (по двойному нажатию второй кнопки).

- Инициализация SD-карты: красный – ошибка;
  - зеленый норма.

Программное обеспечение (далее ПО) «ЕСGManager» для АПК ДМ на базе операционной системы (ОС) «Windows» производит обработку накопленных в МКМ-11 цифровых отсчетов биосигналов, производит различные методы фильтрации сигналов, определяет их амплитуду, временные характеристики и фурье-спектры и такие параметры сердечно-сосудистой деятельности, как скаттерограмма ЭКГ, время распространения пульсовой волны (ВРПВ), кардиоинтервалограмму, количество экстрасистол. ПО также обеспечивает дистанционный мониторинг ФСО в режиме «on line» с МКМ-11 через Bluetooth на смартфон, планшет, ноутбук или персональный компьютер (ПК). Интерфейс программы представлен на рис. 3.



Рис. 3. Окно программы «ECGManager» для ОС «Windows»

ПО дает возможность инвертировать входной сигнал, использовать фильтры для подавления шумов и изменять амплитуду сигнала меняя коэффициенты усиления.

ПО «ECGManager» на базе OC «Android» обеспечивает возможность просмотра ЭКГ, ФПГ в режиме «on line» с МКМ-11 посредством Bluetooth-соединения на любых устройствах, поддерживающих OC «Android». Интерфейс программы представлен на рис. 4.



Рис. 4. Окно программы «ECGManager» на базе ОС «Android»

Данное ПО также дает возможность выводить на дисплей несколько каналов и изменять амплитуду сигнала, меняя коэффициенты усиления.

	Settings			
	Ch1		x 1.0 🗸	
	Ch2	Порог	1800	
	Ch3			
	Ch4	Date synchr	Set	
(*)	Курсорь	L.	**	*

Рис. 5. Изменение амплитуды сигнала

## Результаты и обсуждение

Получаемая с помощью АПК ДМ-информация обеспечивает объективную оценку ФСО в процессе исследования. С помощью ПО «ЕСGManager» для рекордера МКМ-11 проводится предварительный анализ основных параметров гемодинамики ЭКГ и ПВ. Подбирается фильтр для очистки сигнала, отображаются спектральные функции ЭКГ. На рис. 6 представлены фрагменты экспериментальных записей, электрокардиосигналов (ЭКС) и фотоплетизмограммы пульсовой волны (ФПГ ПВ).

АПК ДМ на базе МКМ-11 обеспечивает структурный анализ биопроцессов и биосигналов нелинейными методами на основе положений теории самоорганизации. Структурная организация биопроцессов и биосигналов биосистем выявляется при их Фурье- и вейвлет-преобразованиях. На рис. 7 представлены фурье-спектры исследуемых ЭКС, ПВ1 и ПВ2. Гармонический вида  $1/f^{\beta}$  фурье-спектр ЭКС отражает фрактальную структуру ПНСС, ветвящуюся с самоподобием по закону Фибоначчи, генерирующую самоподобные флуктуации в узлах ветвления ПНСС, определяемую её топологией фрактальность флуктуаций [2].



Рис. 6. Фрагмент записи ЭКС, ПВ1 и ПВ2 рекордером МКМ-11



Рис. 7. Фурье-преобразование ЭКС, ПВ1 и ПВ2

Преимущество вейвлет-преобразования (волнового преобразования) заключается в способности выделить детали ЭКГ с наилучшим локальным разрешением по частоте (рис. 8). Оно обеспечивает более точное отражение процессов в ПНСС, позволяет выявлять латентную структуру ЭКС, которая отражает фазово-пространственное прохождение возбуждения по сегментам проводящей сети сердца с помощью вейвлетпреобразования.

Возможно выявление латентной структуры ЭКГ-сигнала. На вейвлет-диаграмме наблюдается раздельно прохождение возбуждения в левом, затем в правом предсердии (рис. 9).



Рис. 8. Вейвлет-преобразование ЭКГ-сигнала



Рис. 9. Выявление латентной структуры ЭКГ-сигнала: прохождение возбуждения в левом (*a*), затем в правом (б) предсердии

Такой подход позволяет реализовать неинвазивную диагностику состояния ПНСС в режиме «on line» с помощью так называемой «вейвлет-интроскопии», восстанавливающей с пмощью вейвлет-преобразования ЭКС реальную топологию ПНСС.

#### Список литературы

1. Structural Topological Analysis of Cardiac Conduction System / Alexander V. Soldatov, Andrey S. Popov, Gennady M. Aldonin and Valentina G. Andyuseva // Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies 7 (2014) 853–856.

2. Алдонин Г.М. Робастность в природе и технике. М.: Радио и связь, 2003. 367 с.

# ТЕПЛОСОЛНЕЧНАЯ УСТАНОВКА С КОНЦЕНТРАТОРОМ

А. В. Охорзина<sup>1</sup>, А. С. Бикбулатов<sup>1</sup>, А. В. Юрченко<sup>1,2</sup> (научный руководитель)

 Национальный исследовательский Томский политехнический университет 634050, г. Томск, пр. Ленина 30 E-mail: ohra.avit@gmail.com
 Национальный исследовательский Томский государственный университет 634050, 634050, г. Томск, пр. Ленина 36 E-mail: niipp@inbox.ru

В статье представлен концепт теплосолнечной энергосистемы с концентратором. Особенность данной системы в совместной конструкции фотоэлектрических модулей и концентратора. Также представлены этапы моделирования данной системы. Отдельно рассмотрена электрическая и тепловая модели.

#### Введение

Фактором, ограничивающим широкое использование солнечной энергии, является стоимость этих энергетических систем. Снижение стоимости фотоэлектрических систем для производства электроэнергии возможно за счет уменьшения стоимости фотоэлектрических модулей (ФМ) или повышения их эффективности, то же справедливо и для самих солнечных установок.

Методом повышения эффективности является применение концентратора. Концентрированные системы используют зеркала или линзы, чтобы сосредоточить большую площадь падающего солнечного света на небольшой площади. Системы работают наиболее эффективно в концентрированном солнечном свете, до тех пор пока солнечная батарея хранится в холодном месте за счет использования теплоотводов. Конструкция фотоэлектрических концентраторов представляет специфическую конструкторскую проблему. Он должен отражать свет в заданном направлении, подходить для массового производства, быть способным к высокой концентрации, нечувствительным к неточностям при изготовлении и монтаже и быть способным обеспечить равномерное освещение клетки. Например, можно использовать параболические концентраторы.

В России в данный момент еще не назрела необходимость использовать альтернативную энергетику повсеместно, потому что Россия имеет большой объем и инфраструктуру традиционных энергетических ресурсов: нефть, уголь, газ, гидро и атомную энергию. Но в то же время вследствие экономических кризисов страдает доставка горючих материалов в отдаленные и труднодоступные населенные пункты.

Поэтому авторы видят большие перспективы для альтернативной энергии в обеспечении энергорусурсами небольших поселков и частных домов в отдаленных населенных пунктах и дачных поселках (например, деревни в тайге, домики лесничих, национальные парки и заповедники).

Большинство современных приборов и установок рассчитываются и / или моделируются на компьютерах. Для своего моделирования подсистем энергетической установки был выбран Matlab как один из самых доступных и мощных математических пакетов со специализированными пакетами. Пару слов о пакете: Matlab – современный математический пакет с большими возможностями. Matlab работает с матричными данными, позволяет создавать собственные расчетные программы для многократного пользования. Matlab – это операционная среда и язык программирования.

Simulink – самостоятельный пакет в среде Matlab. Simulink можно использовать как совместно с Matlab или другими его приложениями, так и самостоятельно. Simulink реализует принцип визуального программирования: пользователь составляет модель из

библиотеки, настраивает самостоятельно решатель и шаг расчета. Matlab/Simulink позволяют создавать свои блок-программы и библиотеки.

Matlab и Simulink имеют собственные средства графического отображения результатов моделирования.



#### Описание теплосолнечной установки

Рис. 1. Модель теплосолнечной системы: 1 – концентратор; 2 – 2 ФМ; 3 – помпа; 4 – бак; 5 – тепловой выход; 6 – тепловой вход; 7 – дополнительный подогрев (при необходимости); 8 – контролирующая система; 9 – аккумуляторная батарея

Установка представляет собой гибридную систему, которая преобразует солнечную энергию в электрическую и тепловую. Солнечный свет, падающий на фотоэлектрический модуль, преобразуется в электрическую энергию. Производство тепла происходит за счет охлаждения фотоэлектрических модулей.

Чтобы увеличить производство энергии, в систему добавлен низкоотражающий концентратор. Концентратор представляет собой отражающую поверхность, состоящую из трех сегментов. Обеспечивается концентрация солнечного излучения в 2–3 раза.

Приходящий поток излучения падает на концентратор и отражается на фотоэлектрический модуль. Плоскость солнечного модуля расположена перпендикулярно потоку отраженного излучения.

Для работы в холодное время года можно использовать дополнительную крышку (прозрачную для прямых солнечных лучей и непроницаемую для отраженного излучения), которая также будет защищать концентратор и фотоэлектрические модули от атмосферных осадков и уменьшит отток тепла в окружающую среду.

Для увеличения мощности может быть использована система слежения такая, как разработанная авторами ранее [1].

Концентратор плотность приходящего потока энергии к поверхности фотоэлектрического модуля, повышая тем самым эффективность и выработку электроэнергии модуля. В дополнение к увеличению производства электроэнергии ФМ нагревается; это приводит к потере эффективности и, возможно, к расслоению элементов модуля или ухудшению омических контактов фотоэлементов при нагревании до температуры выше 130 ° С. Поэтому для повышения надежности системы необходимо добавить охлаждение. Можно использовать пассивный или активный способ охлаждения. Для активной системы чаще всего используют жидкостное охлаждение. Тепло, переносимое охлаждающей жидкостью, может быть использовано для дальнейших целей (например, для нагрева воды). Таким образом, получается комбинированная система, которая может как электрическую, так и тепловую энергию.

Применение концентрации и слежения за Солнцем позволяет повысить эффективность работы Солнечной системы, в результате получается более равномерное производство электроэнергии от восхода до захода солнца.

## Модель работы ФМ

Во многих работах по симуляции ФМ используют модель с одним диодом и параллельным и последовательным сопротивлением. У реальных фотоэлементов на выходную характеристику помимо диффузионного механизма протекания тока через p-nпереход (учитывается с помощью D1) оказывает влияние рекомбинация носителей (учитывается с помощью D2). Этот эффект учитывается в модели ФМ с двумя диодами или двухэкспоненциальной (рис. 2).



Рис. 2. Эквивалентная схема ФМ

Математическое описание модели:

$$I = I_{ph} - I_s \left( exp\left(\frac{V + I \cdot R_s}{N \cdot V_t}\right) - 1 \right) - I_{s2} \left( exp\left(\frac{V + I \cdot R_s}{N 2 \cdot V_t}\right) - 1 \right) - \frac{V + I \cdot R_s}{R_p},\tag{1}$$

где Iph – фототок; Is – ток насыщения D1; Is2 – ток насыщения D2; Vt – тепловое напряжение; N – коэффициент идеальности первого диода; N2 – коэффициент идеальности второго диода; V – напряжение на ФМ.

Параметры в двухэкспоненциальной модели зависят от приходящей солнечной радиации и температуры.

Приведенная ниже Simulink-model (рис. 3) реализует уравнение (1) и строит выходные вольт-амперные и мощностные характеристики (например, в зависимости от приходящей солнечной радиации и температуры) (рис. 4).

Особенности модели:

Напряжение задается равномерно изменяющимся сигналом во времени. На каждом шаге высчитываются значения тока при определенном значении напряжения. Расчет заканчивается, когда значение тока достигает 0. Эту функцию осуществляет блок «Stop Simulation».

Все данные сохраняются в файл pv.mat. Данные хранятся в виде массива из четырех строк: первая строка время – симуляции, вторая строка – напряжение, третья строка – ток, четвертая строка – мощность. Сохраненные данные можно извлекать в WorkSpace и работать с ними там.



Рис. 4. Примеры ВАХ: *а* – изменение солнечной радиации;, *б* – изменение температуры



Рис. 5. Тепловая модель и результаты измерений по каждому слою

Наибольшее влияние изменение солнечной радиации оказывает на ток фотоэлектрического модуля, чем на напряжение.

Изменение температуры оказывает значительное влияние на ВАХ и приводит к снижению выработки энергии. Температура сильнее влияет на напряжение холостого хода, чем на ток короткого замыкания.

# Тепловая модель

Тепловая модель основана на теплопереносе от одного слоя к другому (рис. 5). В Simulink каждый слой симулировался отдельно и определялась температура на нем. Данные с тепловой модели передаются как начальные условия для электрической модели на каждом цикле вычислений. Измерение температуры организовано средствами Simscape.

#### Выводы

Электрическая модель была создана в Matlab/Simulink на основе двойной экспоненциальной модели фотоэлектрического элемента. Эта модель учитывает нелинейность PV. Разработанная модель основана на математических уравнениях и эквивалентной схеме.

Математическая модель имеет на входе такие параметры, как солнечная радиация, температура, фактор диода, ток насыщения диода, температура, последовательное и параллельное сопротивления; а на выходе – ток, напряжение и мощность.

Дополнительное влияние температуры учтено при моделировании фототока, тока насыщения диода. Также учтена возможность различия параметров диодов в эквивалентной схеме, что оказывает значительное влияние на напряжение холостого хода и выходную мощность.

Тепловая модель была создана средствами Simulink и вычисляет температуру в каждом слое в течение времени симуляции.

## Планы и перспективы

На данный момент происходит сборка опытного образца на основе двух 10-ваттных фотоэлектрических модулей. Система охлаждения представляет собой медный змеевик с водой. Движение воды в системе задается маломощной помпой.

Натурный эксперимент будет проведен во второй половине апреля – начале мая.

# КАТОДОЛЮМИНЕСЦЕНТНАЯ ЛАМПА С УПРАВЛЯЕМОЙ ЯРКОСТЬЮ СВЕЧЕНИЯ

Н. Н. Пильщиков, М. Е. Казанцев, Н. Р. Макаров, Ю. В. Макарова, В. С. Засемков (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: zass 2008@mail.ru

Описывается новый тип катодолюминесцентных источников света с матричным «холодным» катодом. Лампа обладает рекордным КПД, обусловленным явлением автоэлектронной эмиссии (field emission) электронов, применяемыми люминофорами и интеллектуальным управлением яркостью.

Около 90 % информации об окружающем мире человек получает посредством зрения – важнейшего из всех органов чувств. Современный человек основное время проводит значительную часть своей жизни в закрытых помещениях, где без искусственного освещения никак не обойтись. Поэтому на протяжении всей истории цивилизации люди стремились сделать его по возможности комфортным. В настоящее время происходит активная замена ламп накаливания на энергосберегающие лампы. Лампы накаливания имеют много плюсов (привычный для глаз спектр излучения, дешевизна производства, небольшие размеры, простота в эксплуатации), но и недостатки, а именно: очень малый коэффициент полезного действия и небольшой срок службы. Многие технологические трудности, связанные с эффективным производством искусственных источников света, решены: «лампочка Ильича» максимально усовершенствована и почти достигла своего теоретического предела светоотдачи, стали массовыми газоразрядные и светодиодные светильники, обладающие высоким КПД, а также рядом других важных преимуществ перед лампами накаливания. Одной из основных задач является разработка и широкое применение энергосберегающих, дешёвых в эксплуатации и при производстве, долговечных и экологических источников света. К данному моменту разработано большое количество различных источников света. Но основной вопрос создание источника света общего назначения (пригодного для промышленного, офисного и бытового освещения) – пока не разрешен. Наиболее часто используемые в промышленных помещениях и в офисах лампы «дневного света» и приобретающие популярность лампы на светодиодах имеют ряд особенностей, неблагоприятно влияющих на зрение и общее самочувствие человека. Энергосберегающие и люминесцентные лампы имеют высокую эффективность и продолжительный срок службы. Однако и они имеют существенные недостатки: содержат пары ртути, спектр излучения линейчатый, при включении мигают, а на полную яркость выходят за несколько минут. Для производства светодиодных источников света требуется применение весьма высоких и дорогих технологий, в том числе сверхчистых материалов, иногда крайне ядовитых, таких как мышьяк. Ряд материалов для полупроводниковых технологий имеют ограниченное распространение в природе, например, индий или скандий. Кроме того, светодиодные источники пока еще дороги в производстве.

Источники света, которые должны будут выпускаться в недалеком будущем, должны иметь высокую световую эффективность, большой срок службы, быть дешёвыми в производстве, использовать доступные материалы и комплектующие, быть максимально экологическими как в производстве и эксплуатации, так и при их утилизации, что предполагает отсутствие в конструкции и при производстве вредных веществ. Наиболее полно этим условиям удовлетворяют автоэлектронные источники света [2, 3].

В лаборатории вакуумной микроэлектроники СФУ был разработан источник света следующей конструкции.

Конструкция автоэлектронной ячейки представлена на рис. 1.

Автоэмиссионная ячейка содержит подложку 1, диэлектрический слой 2, пленочный катод в форме гребенки 3 с П-образной эмитирующей кромкой 4, нагрузочный резистор 5, пленочный анод 6, люминофор 7 [4].



Рис. 1. Автоэмиссионная ячейка: 1 – подложка; 2 – диэлектрический слой; 3 – катодный слой; 4 – катод; 5 – резистивный слой; 6 – анод; 7 – анодное покрытие (люминофор)

Прибор работает следующим образом. На анод 6 подается положительное напряжение относительно катодной гребенки 3 величиной 20-100 В. Вследствие небольшого расстояния от П-образной эмитирующей кромки 4 ближайшего зубца гребенки 3 до анода создается достаточная для эмиссии электронов напряженность поля 5.107 В/см. При последующем увеличении приложенного напряжения развивается эмиссия на следующих зубцах, более удаленных от анода. При этом уже ранее эмитирующие кромки зубцов не разрушаются вследствие эрозии, так как ток, проходящий через них, ограничен резисторами 5, что позволяет управлять в широких пределах яркостью свечения люминофора 7, изменяя только значение приложенного напряжения. Форма пленочного анода, выполненного с контуром овальной формы, определяет расстояние катоданод, а значит, последовательность включения в работу дополнительных зубцов гребенки. Форма анода позволяет также плавно наращивать яркость от приложенного напряжения. При этом увеличение количества задействованных рабочих зубцов приводит к суммарному увеличению яркости свечения ячейки. Выполнение эмитирующих кромок зубцов гребенки П-образными позволяет снизить разрушительный эффект ионной бомбардировки. Данная автоэмиссионная ячейка позволяет повысить надежность работы индикаторов, выполненных на основе ячейки за счет снижения эрозии эмитирующей кромки, стабильность и долговечность ячейки за счет оптимизации режимов работы каждого зубца и рациональной геометрии зубца. Расширение функциональных возможностей приборов на основе ячейки и области применения достигается за счет простоты управления ячейкой и возможности выбора функциональной зависимости яркости от анодного напряжения при изменении формы анода.

Светоизлучающие ячейки выполнены групповым методом по планарной микроэлектронной технологии с разрешением 0,18 мкм. Общий вид фрагмента матрицы представлен на рис. 2.



Рис. 2. Микрофотография фрагмента матричного источника света на основе катодолюминесцентных ячеек. Шаг матрицы 500 мкм

Матричная конструкция модуля позволяет организовать управление яркостью свечения как ШИМ-модуляцией, так и ступенчатым включением различного количества светоизлучающих ячеек. Катодолюминесцентные светоизлучающие модули могут быть выполнены в корпусе GX-53 с напряжением питания 200–240 В.

#### Список литературы

1. Широков Ю.М. Стандарты управления освещением: Стандартизация и сертификация. Вып. 3. 2012. С. 96–103.

2. Абаньшин Н.П., Горфинкель Б.И., Якунин А.Н. Особенности применения автоэмиссионных углеродосодержащих структур в катодолюминесцентных источниках света // Письма в ЖТФ. 2012. Т. 38. Вып. 9. С. 65–73.

3. Киреев В.Б., Шешин Е.П. Перспективы развития и применения источников света на базе автоэмиссии // Современная светотехника. 2012. № 2. С. 27–33.

5. Пат. №2069409 Российская Федерация. Автоэлектронная ячейка / С.В. Ивченко, И.А. Новик, В.В. Будзиаловский, В.С. Засемков, В.А. Драч. 1996.

# МОДУЛЬНЫЙ МНОГОЛУЧЕВОЙ ИМИТАТОР РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

А. В. Пичкалев<sup>1</sup>, С. С. Красненко<sup>1</sup>, С. В. Сизасов<sup>2</sup>, И. Н. Сушкин<sup>2</sup>

<sup>1</sup>АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва» 662972, г. Железногорск, ул. Ленина, 52 E-mail: al-mail@iss-reshetnev.ru <sup>2</sup>Сибирский федеральный университет 660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79 E-mail: berg24@mail.ru

Обоснована необходимость многолучевых имитаторов радионавигационных сигналов для испытаний космической угломерной аппаратуры. Определено требование к обеспечению точности задаваемой разности фазы несущих сигналов с различных выходов. Приведен пример успешного функционирования магистрально-модульной системы воспроизведения когерентных сигналов из нескольких генераторов. Выявлены недостатки описанной системы, предложены способы их устранения.

С 2007 г. на космических аппаратах (КА) АО «ИСС» для позиционирования на геостационарной орбите применяется аппаратура радионавигации по сигналам космических навигационных систем (КНС) ГЛОНАСС и GPS. Успешный опыт ее эксплуатации дает возможность применения на борту угломерной аппаратуры определения пространственной ориентации КА по навигационным сигналам (НС) [1].

На орбитах с апогеем выше 5 000 км нет единого навигационного поля КНС, которое распадается на отдельные НС от навигационных КА (НКА). В этих условиях нельзя использовать реальный НС, получаемый на земной поверхности. Для испытаний радиоугломерной навигационной аппаратуры (РУНА) для КА возникает необходимость создания соответствующего специального испытательного оборудования – многолучевого имитатора радионавигационных сигналов (МИРНС) с отдельным выходом для каждого соответствующего ему угломерного приемного антенного модуля (АМ) РУНА. Для штатного функционирования РУНА их необходимо не менее 3. На каждом выходе МИРНС должен формировать сигналы полного видимого созвездия НКА с фазовой задержкой, соответствующей положению угломерного АМ на КА.

В угломерной аппаратуре АО «НПП "Радиосвязь"» (г. Красноярск) для наземного, воздушного и морского применения погрешность определения разности фаз несущих частот НС на различных АМ РУНА находится в диапазоне от 1 до 3 град., что определяется собственными вносимыми шумами аппаратуры. Для успешного проведения испытаний РУНА МИРНС должен обеспечить компенсацию вносимой его трактами систематической погрешности так, чтобы погрешность формирования НС на выходах была порядка 0,1–0,5 град.

Развитие магистрально модульных систем (ММС) в области генерации СВЧсигналов позволяет создавать испытательные комплексы для СВЧ-аппаратуры, в том числе и имитаторы навигационных сигналов [2, 3]. Например, в разработанной для AO «ИСС» системе испытаний фазированной антенной решетки 24 векторных генератора воспроизводят сигналы с фазовой задержкой относительно друг друга 4–6 пс. Для ее реализации была использована новейшая технология высокоточной синхронизации модулей РХІ (до 250 фс). Благодаря ей модули могут воспроизводить на разных выходах сигналы с фазовой разбежкой около 0,1 град. на частоте 6 ГГц.

На основе этой технологии была создана модульная когерентная система векторных РХІ-генераторов сигналов, макетирующая МИРНС. Для исследования ее возможностей в Сибирском федеральном университете (г. Красноярск) при участии специалистов АО «ИСС» и АО «НПП "Радиосвязь"» было проведено управление фазами несу-

щих частот HC, излучаемых с различных генераторов, для экспериментальных испытаний РУНА низкоорбитальных КА АО «ИСС».

В ходе эксперимента определялась возможность генерации группы HC от нескольких HKA на различных выходах модульного МИРНС с заданной точностью установки фазового сдвига несущих частот. Для этого были доработаны стандартные библиотеки ПО для генерации HC, которые обеспечивают только общий (единый) сдвиг всей группы сгенерированных сигналов. Это не соответствует реальной радионавигационной обстановке при штатной эксплуатации РУНА, но в данном случае допустимо, так как не оказывает влияния на решение поставленной задачи.

В эксперименте задавался усредненный общий фазовый сдвиг несущих частот HC 6 НКА ГЛОНАСС в диапазоне L1 между первым и вторым, вторым и третьим генераторами, который подтверждался измерением MPK-101 параметров принятых сигналов на различных AM. Уменьшение фазового сдвига менее 3 град. однозначных результатов измерений не дало из-за вносимых собственных шумов MPK-101. Аналогичные результаты были получены при генерации HC 12 НКА ГЛОНАСС и GPS.

Экспериментальный МИРНС из трех модулей должен обеспечивать перестройку фазы на различных выходах с шагом в 0,05 град. с соответствующей погрешностью. Это удовлетворяет требованиям к погрешности воспроизведения разности фаз на различных выходах когерентной системы. Однако ПО имитации ГЛОНАСС и GPS предназначено для формирования сигналов КНС на единственном выходе векторного генератора. Для программного формирования собственной фазы сигнала каждого НКА необходима доработка GLONASS Toolkit по введению автоматической установки фазового сдвига несущей частоты каждого НКА и разработка специального ПО для радиоугломерной имитации сигналов GPS.

Для всех имитаторов, использующих цифровые методы расчета генерируемого сигнала, характерен один общий недостаток: изменение фазы несущих частот НС обеспечивается без соответствующего изменения кодовых параметров (дальности), так как перестройка псевдодальности производится с определенным шагом, соответствующим частоте дискретизации. Для уменьшения влияния этого недостатка необходимо применять метод генерации сигналов, модулированных псевдослучайной последовательностью с ограниченным спектром, описанный в [4].

В ходе эксперимента было обнаружено, что указанный недостаток оказывает весьма значительное влияние и на экспериментальную модульную когерентную систему. Для определения значений погрешности установки псевдодальности при генерации МИРНС НС с использованием указанного метода потребуется провести дополнительные исследования.

В результате макетирования была подтверждена возможность генерации навигационных сигналов с заданным фазовым сдвигом несущих частот на различных выходах модульного МИРНС для проведения испытаний РУНА. Однако стоит отметить, что стандартные библиотеки ПО имитации ГЛОНАСС и GPS из-за недостатка вычислительной мощности встроенного PXI-компьютера позволяют рассчитывать сигналы не более 6 HKA.

Есть и еще одна проблема при создании МИРНС на базе векторного генератора, представляющего собой сверхбыстродействующий ЦАП, который при заданном векторе непрерывно формирует сигнал, подобный навигационному. Для непрерывности его формирования векторному генератору на входе необходим быстро изменяющийся цифровой код, который описывает алгоритм движения НКА по орбите. Для этого используется быстродействующий процессор с внешней памятью, куда записывается этот алгоритм. Однако формирование сигнала полного видимого созвездия НКА на PXI-

генераторе потребует практически всей вычислительной мощности встроенного PXIкомпьютера. Для формирования сигналов с нескольких выходов придется разрабатывать специальную многопроцессорную вычислительную PXI-систему или устанавливать для каждого векторного генератора собственный RAID-массив с записанным на него заранее рассчитанным сигналом с соответствующей фазовой задержкой, что делает МИРНС весьма громоздкой и дорогостоящей аппаратурой с очень сложным ПО.

В АО «ИСС» есть опыт успешной разработки модульного однолучевого имитатора радионавигационных сигналов КНС ГЛОНАСС и GPS для аппаратуры радионавигации геостационарных КА. Модуль PXIe-5641R синтезирует радионавигационный сигнал во встроенной реконфигурируемой ПЛИС SX95T Virtex-5 и генерирует через ЦАП аналоговый сигнал, соответствующий полному видимому созвездию НКА, который затем переносится в необходимый диапазон преобразователем частоты вверх PXI-5610.

Применение технологии высокоточной синхронизации к когерентной системе PXIe-модулей NI R-серии даст возможность синтезировать в ПЛИС сигнал до 16 НКА каждой КНС в режиме реального времени, обеспечивая непосредственное управление его параметрами по данным цифровой информации, переданной в модуль, и корректируя его при необходимости в процессе работы. Это также позволит отказаться от внешних RAID-массивов или многопроцессорных вычислительных систем, ограничивая размеры МИРНС одним PXI-шасси.

Таким образом, использование современных технологий позволит решить проблемы испытаний РУНА, а также в кратчайшие сроки производить его доработку для новых видов навигационной аппаратуры.

#### Список литературы

1. Красненко С.С., Пичкалев А.В., Гребенников А.В. Обеспечение помехозащищенности навигационных приемников космических аппаратов от ложных сигналов // Решетневские чтения: материалы XVII Междунар. науч. конф., посвященной памяти генерального конструктора ракетно-космических систем академика М.Ф. Решетнева (12–14 ноября 2013 г., Красноярск): в 2 ч. / под общ. ред. Ю.Ю. Логинова. Красноярск: Сиб. гос. аэрокосм. ун-т, 2013. Ч.1. С. 180–181.

2. Красненко С.С., Пичкалев А.В. Имитатор радионавигационных сигналов в модульном исполнении // Решетневские чтения: материалы XIV Междунар. науч. конф., посвященной памяти генерального конструктора ракетно-космических систем академика М.Ф. Решетнева (10–12 ноября 2010, г. Красноярск): в 2 ч. / под общ. ред. Ю.Ю. Логинова. Красноярск: Сиб. гос. аэрокосм. ун-т, 2010. Ч. 1. С. 154–155 с.

3. Магистрально-модульная система для отработки бортовой радиоэлектронной аппаратуры / С.С. Красненко, Д.А. Недорезов, В.Б. Кашкин, А.В. Пичкалев // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета им. ак. М.Ф. Решетнева. Красноярск, 2013. Вып. 2(48). С. 133–136.

4. Устранение погрешности дискретизации псевдослучайной последовательности дальномерного кода с помощью ограничения спектра / П.В. Шаршавин, А.С. Кондратьев, Ю.Г. Хазагаров, А.В. Гребенников // Системы связи и радионавигации : сб. тез. / науч. ред. В.Ф. Шабанов ; отв. за вып. А.Ю. Строкова. Красноярск : АО «НПП "Радиосвязь"», 2015. 355 с.

# ТЕРАГЕРЦОВЫЙ ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИК

## Д. Т. Рукосуев, Е. Г. Кастаева, Р. В. Рыжков, В. С. Засемков (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: zass 2008@mail.ru

Рассмотрены возможные пути создания приемопередатчика беспроводных высокопроизводительных каналов связи для рынка «Интернет вещей», работающего в терагерцовом диапазоне длин волн. Предлагается создание терагерцового излучателя (передатчика) и сенсора (приемника) по технологии вакуумных интегральных схем (ВИС).

Стремительный взлет инфокоммуникационных технологий обусловлен лавинообразным увеличением количества абонентов, развитием инфраструктуры связи, в первую очередь беспроводных технологий и сенсорных устройств, что привело к созданию сети сбора, анализа и распределения данных, которые любой человек может превратить в информацию и знания. Данное направление развития получило название «Интернет вещей» – Internet of Things (IoT). Аналитическая компания Gartner трактует понятие IoT как сеть физических объектов, содержащих встроенную технологию, которая позволяет этим объектам измерять параметры собственного состояния или состояния окружающей среды, использовать и передавать эту информацию. В этом определении слово «Интернет» вообще отсутствует, то есть, говоря о сети «Интернет вещей», уже не утверждается, что она является частью Интернета. Более того, сами веши часто связаны с помощью M2M-протоколов, а не самого Интернета. По прогнозу Gartner количество подключенных к сети предметов, не считая компьютеров, смартфонов и планшетов, увеличится с 4,9 млрд в 2015 году до 25 млрд штук в 2020 году. Для реализации такой беспроводной сети необходимо организовать высокоскоростные каналы радиосвязи. Наиболее подходящим диапазоном для этого является терагерцовый диапазон, занимающий промежуточное положение между хорошо изученными оптическим и микроволновым участками спектра электромагнитного излучения.

Однако, терагерцовый частотный диапазон до сих пор у физиков называется «черной дырой». Связано это с трудностью генерации и детектирования. В силу своего расположения (между крайне высокими частотами (КВЧ) и инфракрасным (ИК) диапазоном) традиционны и подходы к созданию приборов этого диапазона, т. е. физикиоптики создают ИК-излучатели с более длинноволновым спектром излучения, а исследователи в области СВЧ- и КВЧ-техники проектируют габаритные вакуумные приборы. Применение твердотельных приборов в этом диапазоне затруднено из-за низкой скорости дрейфа носителей [1].

Между тем, уже более 25 лет существует новое направление в микроэлектронике – вакуумная микроэлектроника. Принцип действия приборов вакуумной микроэлектроники основан на движении свободных электронов в вакууме согласно законам классической физики, но при их создании применяются групповые микроэлектронные технологии. Линейные размеры «микроламп» соизмеримы с элементами твердотельных интегральных схем (ИС), что дает возможность создать вакуумные интегральные схемы (ВИС). Расстояние катод-анод в этих микроприборах может составлять единицы или доли микрон. По оценкам специалистов вакуумные микроэлектронные лампы могут претендовать на элементную базу терагерцового диапазона [2].

Разработанный элемент [3] изготовлен по тонкопленочной технологии с формированием катодного и анодного электродов фотолитографическим способом и последующим осаждением дополнительного полупроводникового слоя из легированного оксида цинка методом электрофореза. Конструкция ячейки приведена на рис. 1.



Рис. 1. Автоэмиссионный узел: 1 – катод; 2 – анодная шина; 3 – анод; 4 – анодное покрытие

Автоэмиссионный узел работает следующим образом. При приложении рабочего напряжения между пленочными анодом 2 и катодом 1 за счет искажения электрического поля вблизи рабочей кромки 3 катода возникают условия, достаточные для автоэлектронной эмиссии, а именно напряженность электрического поля превышает 10<sup>6</sup> B/см, что инициирует поток электронов от катода к аноду. Так как форм-фактор пропорционален отношению рабочих кромок анода и катода, а наличие на рабочей кромке 3 анода дополнительного покрытия 4 из полупроводника, многократно превышающего толщину катода, вызывает скачкообразное изменение форм-фактора. Одновременно дополнительное покрытие из полупроводника выполняет функцию резистивного элемента, ограничивающего возможные увеличения проходящего через анод тока, и предотвращает эрозию рабочей кромки катода. Взаимодействие электронов с дополнительным покрытием 4 инициирует свечение последнего, выбранного из ряда широко применяемых люминофоров, например, на основе оксида цинка. Дополнительное покрытие решает проблемы ограничения рабочего тока и, как следствие, защиту рабочей кромки катода от эрозии при значительном возрастании напряжения, что, в свою очередь, позволяет менять рабочее напряжение до значений, достаточных для компоновки автоэмиссионных схем с внешними цепями, повысить надежность и долговечность работы приборов на основе предлагаемого автоэмиссионного узла. Конструкция реализована на диэлектрической подложке, в частности на полированном стекле, что позволяет изготавливать индикаторы большой площади, не ограниченной размерами полупроводниковой пластины. Конструкция одной ячейки приведена на рис. 2.



Рис. 2. Упрощенная конструкция автоэмиссионной ячейки с объемным анодным резистором: 1 – анодная шина; 2 – анод; 3 – катодная шина; 4 – подложка; 5 – объемный резистор; 6 – оптический элемент; 7 – эмитирующая кромка

Автоэмиссионная ячейка индикатора [4] содержит анод 1 с рабочей кромкой 2, катод 3, диэлектрическую подложку 4, дополнительное покрытие 5, полированную площадку 6, рабочую кромку катода 7. Индикатор изготовлен по тонкопленочной тех-

нологии с формированием анодного и катодного электродов методом фотолитографии. Полированная поверхность 6 вытравливается плазмохимическим травлением. Слой люминофора осаждается методом электрофореза.

Прототипы чипов были изготовлены на диэлектрической подложке размером 40х64 мм. Шаг расположения пикселей –250 мкм. Размер одной ячейки 50х150 мкм. Размерность 160х200 элементов.

Для создания сенсора приемника терагерцового излучения применены конструкции и технологии их изготовления, разработанные ранее [5, 6].

Конструкции ячеек матричного сенсора приведены на рис. 3.



Рис. 3. Конструкции сенсорной матрицы на кремниевой подложке: *a* – с полупроводниковым анодом; *б* – с полупроводниковым катодом (1 – подложка; 2 – анод; 3,4 – диэлектрические слои; 5 – управляющий электрод; 6 – вакуумная полость; 7 – катод)

В ходе работы были изготовлены прототипы излучателей и приемников матричной конструкции.

Данные приборы могут быть применены при создании активных фазированных антенных решеток (AФAP) терагерцового диапазона длин волн.

### Список литературы

1. Засемков В.С., Будзиаловский В.В., Носовский Д.С. Проблемы создания приборов терагерцового диапазона // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. Красноярск, 2005. С. 308–313.

2. Засемков В.С., Егоров Н.М. Особенности построения вакуумных микроэлектронных приборов с автоэлектронными катодами // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. Красноярск, 2000. С. 283–291.

3. Пат. № 2081470 Российская Федерация. Автоэмиссионный узел / В.В. Засемков, С.В. Ивченко, И.А. Новик, В.В. Будзиаловский. 1994.

4. Пат. № 2072578 Российская Федерация. Автоэмиссионная ячейка / В.В. Засемков, С.В. Ивченко, И.А. Новик, В.В. Будзиаловский. 1994.

5. А.с. № 1473595 СССР. Способ изготовления триода с пленочным автоэмиттером / Л.Д. Карпов, В.В. Будзиаловский, В.А. Драч, В.С. Засемков, С.В. Ивченко. 1987.

6. А.с. № 1552913 СССР. Способ изготовления пленочного триода с автокатодом / Л.Д. Карпов, В.В. Будзиаловский, В.А. Драч, В.С. Засемков, С.В. Ивченко. 1987.

# МОДЕЛИРОВАНИЕ МОДУЛЯ ОЦЕНКИ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ В РАДИОПРИЁМНОМ УСТРОЙСТВЕ

А. А. Силантьев<sup>1,2</sup>, Е. Ю. Михлин<sup>1</sup>, А. И. Вильданов<sup>2</sup>, Е. В. Кузьмин<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: artyom183@mail.ru <sup>2</sup>АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнева 662972, г. Железногорск, ул. Ленина, 52 E-mail: silantyev@iss-reshetnev.ru

Представлен вариант модуля, позволяющего оценивать отношение сигнал/шум на основе подсчёта выбросов аддитивной смеси сигнала и узкополосного нормального случайного процесса, и показана модель разработанного модуля в среде графического программирования NI LabVIEW, применимая, например, в командно-измерительной системе космической связи.

Оценка отношения сигнал/шум – ключевой фактор, обеспечивающий бесперебойную работу радиотехнических систем связи, показывающий, как амплитуда полезного сигнала соотносится с величиной среднеквадратического значения шума.

Обычно для подтверждения факта приёма полезного сигнала, подверженного влиянию шумов (внешних и внутренних), реальное отношение сигнал/шум сравнивают с требуемым на входе приёмного устройства исследуемой системы. Задача оценки усложняется, в случае когда среднеквадратическое значение шума во много раз превышает амплитуду полезного сигнала. Для решения представленной задачи рассмотрим метод оценки отношения сигнал/шум, подробно описанный в [1].

Представленный метод основан на исследовании статистических характеристик выбросов огибающей аддитивной смеси сигнала (гармонического) и узкополосного нормального случайного процесса, которая может быть представлена в виде [1, 2]:

$$x(t) = s(t) + \xi(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + A(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t)] = U(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = U(t) \cos\Phi(t), \quad (1)$$

где  $U_m$ ,  $\omega_0 = 2\pi f_0$  и  $\phi_0$  – амплитуда, угловая частота и начальная фаза сигнала соответственно, которые в общем случае могут быть модулированы полезным сообщением;  $f_0$  – частота сигнала; A(t)и  $\theta(t)$  – огибающая и фаза случайного процесса  $\xi(t)$ ;  $U(t), \phi(t)$  и  $\Phi(t)$  – огибающая, случайная фаза и полная фаза аддитивной смеси.

Чаще всего в радиотехнической практике случайный процесс  $\xi(t)$  – это гауссовский стационарный процесс с нулевым математическим ожиданием, шумовые флуктуации которого приводят к появлению выбросов огибающей аддитивной смеси. Число выбросов можно определить, зная характер распределения огибающей аддитивной смеси U и её производной U' [3]:

$$\omega(U,U') = \omega(U)\omega(U') = \frac{-U^2}{\sigma^3 \sqrt{-2\pi\rho_0''}} \exp\left[\frac{1}{2}\left(q^2 + \frac{U^2}{\sigma^2} - \frac{(U')^2}{\rho_0''}\right)\right] I_0\left(\frac{qU}{\sigma}\right),$$
(2)

где  $\rho_0''$  – вторая производная от функции корреляции аддитивной смеси сигнала и узкополосного случайного процесса;  $I_0$  – модифицированная функция Бесселя;  $q = U_m / \sigma$  – отношение сигнал/шум;  $U_m$  – амплитуда сигнала;  $\sigma$  – среднеквадратическое значение шума. Среднее число положительных выбросов в единицу времени можно найти, зная совместную плотность распределения, определяемую по (2), путем её интегрирования по производной огибающей U'. Тогда полученный результат расчёта выбросов аддитивной смеси можно представить в виде [1, 3]:

$$N = \sqrt{-\rho_0''/2\pi} \Delta f_{\sigma} \frac{C}{\sigma} \exp\left[-\frac{1}{2}q^2 - \left(\frac{C}{\sigma}\right)^2\right] I_0\left(\frac{qC}{\sigma}\right) T_{\mu\alpha\delta\alpha},$$
(3)

где  $\Delta f_{2}$  – ширина энергетического спектра шума в рассматриваемой системе, равная полосе пропускания приёмного устройства; І<sub>0</sub> – модифицированная функция Бесселя; *С* – уровень ограничения (порог);  $T_{\mu a \delta n}$  – время наблюдения.

Определяя число выбросов в зависимости от уровня ограничения, из формулы (3) можно оценить отношение сигнал/шум. Функциональная схема модуля, реализованного в среде графического программирования NI LabVIEW, осуществляющего подсчёт положительных выбросов аддитивной смеси и позволяющего оценить отношение сигнал/шум, представлена на рис. 1.



Рис. 1. Функциональная схема модуля подсчёта выбросов, реализованная в среде графического программирования NI LabVIEW

Представленная на рис. 1 схема модуля оценки отношения сигнал/шум с помощью подсчёта числа положительных выбросов аддитивной смеси состоит из следующих блоков: 1 – формирователь аддитивной смеси, 2 – анализатор спектра, 3 – блок вычисления реального отношения сигнал/шум, 4 – компаратор, 5 – блок контроля точности подсчёта числа выбросов, 6 – счетчик числа выбросов с помощью формулы (3), 7 – счётчик реального числа выбросов, 8 – устройство отображения графика расчётного числа выбросов от отношения сигнал/шум, 9 – устройство отображения графика реального числа выбросов от отношения сигнал/шум.

Рассмотрим модель разработанного модуля на примере приёмного устройства командно-измерительной системы спутниковой связи, которая отвечает за приём разовых команд, поступающих на космический аппарат, передачу телеметрической информации на наземный комплекс управления [4]. Командно-измерительная система космического аппарата также отвечает за измерение дальности. Для выполнения представленных функций входной сигнал подвергается переносу на поднесущую частоту и демодуляции. Отношение сигнал/шум с помощью разработанного модуля удобней всего оценивать именно на выходе демодулятора, потому что, во-первых сигнал на выходе демодулятора находится на промежуточной частоте, что упрощает измерения, а во-вторых, такая оценка обеспечит учёт влияния внутренних шумов приёмного устройства.

Зададим следующие исходные данные для входного сигнала при моделировании в NI LabVIEW:

 $-f_0 = 8 \kappa \Gamma \mu$  (поднесущая частота приёмного устройства КА);

 $-U_m = 0,1$  B;

$$-\sigma = 10 \text{ B};$$

– φ<sub>0</sub> = 0 град.;

$$-T_{\mu\alpha\delta\eta} = 4,1$$
 c.

Также необходимо учитывать число выборок k, обеспечивающее количество отсчётов, на которых будут считаться выбросы, и частоту следования выборок  $f_s$ , которая должна быть как минимум вдвое больше, чем частота исследуемого сигнала ( $f_s \ge 2 f_0$ ). Примем данную частоту равной 24 кГц. Представленные выше параметры при моделировании вводятся в формирователь аддитивной смеси 1, который реализует выражение (1). Полученная аддитивная смесь поступает на анализатор спектра 2. Результаты моделирования аддитивной смеси во временной области и её спектра при заданных параметрах представлены на рис. 2, a и на рис. 2, b соответственно.



Рис. 2. Аддитивная смесь (a) и её спектр ( $\delta$ )

Анализируя рис. 2, *а* и *б*, можно сделать выводы, что сигнал под воздействием шума не различим ни во временной, ни в спектральной области. При этом диапазон частот, равный 12 кГц, задается исходя из частоты следования выборок и представляет ширину энергетического спектра шума  $\Delta f_3$ . Эта ширина определяется по правилу:  $\Delta f_2 = f_s / 2$ .

С другой стороны, заданные при моделировании величины амплитуды сигнала и среднеквадратического значения шума поступают на блок вычисления реального отношения сигнал/шум, где значение среднеквадратического значения шума дополнительно уточняется и производится расчёт по известной формуле [3]:  $q = U_m / \sigma$ .

Сформированная аддитивная смесь x(t) также поступает на компаратор 4, где выставляется уровень ограничения C, равный значению среднеквадратического значения шума, так как именно это условие обеспечивает минимальную погрешность определения числа выбросов. Также работа компаратора зависит от блока контроля точно-

сти подсчёта числа выбросов 5. Этот блок задаёт условие: если значение аддитивной смеси пересекло заданный порог за интервал наблюдения аддитивной смеси более чем два раза (то есть на фронте и на срезе), то всё, что превысило данное пересечение, за выброс не считается. Это правило обусловлено тем, что в NI LabVIEW считаются не сами количества пересечений уровня ограничений с аддитивной смесью, а количество точек, равных и превышающих порог. Реализованное в блоке 5 правило позволяет существенно уменьшить тем самым погрешность подсчёта числа выбросов.

В блоке 6 реализуется вычисление числа положительных выбросов по формуле (3). Для этого на его входы поступает рассчитанное отношение сигнал/шум q с блока 3 и уточненное значение среднеквадратического значения шума  $\sigma$ , определённое в том же блоке, задаётся время наблюдения  $T_{\text{набл}}$  с блока 1 и эффективная ширина спектра шума  $\Delta f_2$ , определённая в блоке 2. Результат представляет целое число выбросов, которое поступает в устройство 9 отображения графика реального числа выбросов от отношения сигнал/шум.

В блоке 7 осуществлён подсчёт реального числа выбросов, превышающих заданный порог *C*, которое затем поступает в устройство 8 отображения графика расчётного числа выбросов от отношения сигнал/шум. Результатом работы устройства 8 является отображённая зависимость числа положительных выбросов от отношения сигнал/шум, поступивших с блока 3.

Одновременно с предыдущим вычислением в устройстве 9 отображения графика реального числа выбросов от отношения сигнал/шум строится зависимость расчётного числа выбросов от расчётного отношения сигнал/шум. Результаты моделирования таких зависимостей устройствами 8 и 9, а также результат расчёта числа выбросов устройствами 6 и 7 при заданных изначально исходных данных представлены на рис. 3, a,  $\delta$  соответственно.



Рис. 3. Графики зависимостей реального (а) и расчётного (б) числа выбросов от отношения сигнал/шум

Исследуя график, представленный на рис. 3,  $\delta$ , можно сделать вывод, что реальное количество выбросов уменьшается не прямо пропорционально увеличению отношения сигнал/шум. Данное наблюдение объясняется тем, что шум в модели отличается от заданного при моделировании, так как он является коррелированным, и отклоняется от номинального в некоторой окрестности (1–2B). Это наблюдение было сделано с помощью дополнительного уточнения среднеквадратического значения шума по правилу трёх сигм на выходе блока 1, как показано на рис. 4.



Рис. 4. Модель расчета среднеквадратического значения шума по правилу трёх сигм

Так, в соответствии с рис. 4 можно сделать вывод, что реальное значение среднеквадратического значения шума в конкретном случае достигает 10,61 В.

Представленная модель реализует в NI LabVIEW расчёт реальной величины среднеквадратического значения шума по следующей формуле:

$$\sigma = \frac{N_{MAX}}{3}$$

где  $N_{MAX}$  – максимальное значение шума на всей длине его реализации.

Исходя из рис. 3, a и  $\delta$ , можно сделать вывод, что расчётное количество выбросов практически совпадает с реальным (погрешность в соответствии с представленным рисунком составляет 131 выброс). Рассчитанное в блоке 3 отношение сигнал/шум составило 0,004 при 13 140 выбросах, а реальное число выбросов составило 13 271, что соответствует погрешности определения числа выбросов, а следовательно, и погрешности оценки отношения сигнал/шум, равной 1 %.

Представленные расчёты подтверждают правильность работы разработанного модуля и доказывают возможность его применения в радиотехнических системах, в частности в космических системах связи.

#### Список литературы

1. Оценка отношения сигнал/шум в спутниковых системах связи / А.А. Силантьев, В.Г. Патюков, Е.В. Патюков, В.А. Шатров // Журнал радиоэлектроники. Электронный журнал. 2015. № 3.

2. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. первая. М.: Советское радио, 1969. 752 с.

3. Тихонов В.И. Выбросы случайных процессов. М.: Наука, 1970. 392 с.

4. Теория передачи сигналов / А.Г. Зюко, Д.Д. Кловский, М.В. Назаров, Л.М. Финк. М.: Радио и связь, 2001. 68 с.

## ПРИМЕНЕНИЕ УЛЬТРАЗВУКА ДЛЯ КОНТРОЛЯ ГРАНИЦЫ РАЗДЕЛА ВОЗДУХ – РАСПЛАВ АЛЮМИНИЯ

А. А. Ситников, А. И. Громыко (научный руководитель)

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

В статье рассматривается устройство ультразвукового микроконтроллерного измерителя расстояния. Описан принцип работы, приведены электрические схемы и результаты измерений.

Для измерения расстояний ультразвуковым методом по воздушной среде до границы раздела используется низкочастотный диапазон. Наибольшее распространение имеют преобразователи на 40 кГц, что и будет использоваться для построения измерителя. Рассмотрим структуру и принципы работы разработанного устройства.

Эхолокатор соединен с блоком измерителя расстояния с помощью разъема XS1. Первый вывод этого разъема соединен с общим проводом устройства. На вывод номер четыре приходит питание +5 В. Вывод номер два «*Echo*» соединен с портом микропроцессора *P*67 и резистором *R*18 номиналом 10 кОм, подключенным к шине питания +5 В. Вывод номер три «*Trig*» соединен с портом микропроцессора *P*50 и резистором *R*19, также подключенным к шине питания +5 В. Микропроцессора *DD*1 типа *EM*78*P*153*S* тактируется кварцевым резонатором *ZQ*1 частотой 27 МГц. Конденсаторы *C*10, *C*11 номиналом 22 пФ служат для инициализации кварцевого генератора. Порт *P*63 микропроцессора «*Reset*» соединен через резистор *R*17 номиналом 10 кОм с шиной питания +5 В. Выводы питания микропроцессора *VCC* и *GND* блокированы керамическим конденсатором *C*12 номиналом 1,2 мкФ.



Рис. 1. Схема электрическая принципиальная эхолокатора

При поступлении на вывод «Trig» микропроцессора сигнала длительностью 10 мкс через 300 мкс инициализируются порты микропроцессора Tx1, Tx2, формирующие противофазный сигнал частотой 40 кГц и состоящий из 8 импульсов. Этот сигнал усиливается микросхемой *MAX*232 и подается на ультразвуковой пьезоэлектрический излучатель ВА2. Управление питанием микросхемы MAX232 производится с помощью ключа на транзисторе VT2 типа BC857, подключенном к порту P53 «HVOFF» микропроцессора DD1. Через 3 мкс после спада восьмого импульса на выходе «Echo» микропроцессора устанавливается уровень логической единицы и начинается отсчет времени до прихода первого импульса отраженного сигнала. Эхосигнал принимается ультразвуковым приемником ВА1, для его усиления и формирования используется счетверенный операционный усилитель DA1 и ключ на транзисторе VT1 типа BC847. Первый каскад в инвертирующем включении имеет 6-кратное усиление, второй каскад с частотной коррекцией имеет 12-кратное усиление, третий каскад обладает усилением в 7,5 крат, четвертый каскад в неинвертирующем включении образует усилитель-ограничитель вместе с ключом на транзисторе VT1. Сформированный эхосигнал поступает на порт P60 «Signal» микропроцессора DD1. Переход выхода «Echo» в состояние логического нуля происходит по спаду первого импульса эхосигнала. Таким образом состояние выхода «Echo» используется для расчета времени распространения ультразвука до объекта отражения.



Рис. 2. Схема электрическая принципиальная измерителя

Перерасчет времени распространения в расстояние до объекта выполняется микроконтроллером U1 Atmega168. Тактируется микроконтроллер кварцевым резонатором ZQ2 частотой 16 Мгц. Сброс микроконтроллера осуществляется подачей логического нуля на порт PC6. Индикатором состояния служит светодиод HL2, подключенный через ограничивающий ток резистор R6 номиналом 330 Ом, подключенный к порту PB5. Информация о расстоянии до объекта выводится на двухстрочный жидкокристаллический индикатор. Для питания схемы используется LiPO аккумуляторная батарея напряжением 14,4 В и емкостью 2 АЧ, понижает напряжение линейный интегральный стабилизатор L7805. Схема электрическая принципиальная приведена на рис. 1 и 2.



Рис. 3. Эпюры напряжений в контрольных точках схемы

В эксперименте используем цифровой четырехканальный осциллограф *Tektronix* 2024*B*. Закрепим ультразвуковой приемопередатчик неподвижно, направив его на объект, расположенный на известном расстоянии, расстояние будем увеличивать с шагом 5 см в диапазоне от 20 до 50 см.

Осциллограф подключен к измерителю следующим образом: канал  $\mathbb{N} \ 1$  – вывод «Echo» ультразвукового приемопередатчика, канал  $\mathbb{N} \ 2$  – сигнал на выходе усилителя ограничителя, каналы  $\mathbb{N} \ 3$ , 4 – выводы микроконтроллера *Tx*2, *Tx*1 соответственно.



Рис. 4. Форма сигнала на выводах микроконтроллера Tx1 и Tx2



Рис. 5. Форма сигнала с буферного усилителя на передающем пьезоэлементе



Рис. 6. Форма сигнала на выходе усилителя ограничителя

Фактическое расстояние  $L_F$  до измеряемого объекта 30 см. Рассчитаем расстояние на основе данных уровнемера:

 $L_F = 30$  cm;  $L_U = 340$  m/c  $\cdot$  1,762 mc /2 = 299,54 mm.

Рис. 7. Осциллограмма сигнала, расстояние до измеряемого объекта 30 см

Данные результатов эксперимента занесем в таблицу.

Таблица

Фактическое расстояние, мм	Измеренное расстояние, мм
200	201,23
250	251,26
300	299,54
350	349,44
400	398,91
450	450,68
500	499.56

Результаты измерений

Флуктуации эхосигнала дают ошибку измерения расстояния в пределах одного периода несущей ультразвукового колебания, в нашем случае при частоте 40 кГц это 8 мм. Имеет смысл перейти к более высокой несущей частоте, порядка 400 кГц и выше, которая еще достаточно хорошо распространяется по воздуху и устойчиво отражается от границы воздух – расплав. Для получения устойчивой амплитуды первого периода эхосигнала необходимо повысить мощность излучения. Для этого необходимо использовать высоковольтный преобразователь и другой ключевой каскад.

# ИНДУКЦИОННЫЙ СПОСОБ И ПРИБОР КОНТРОЛЯ ЭМАЛЕВОЙ ИЗОЛЯЦИИ ПРОВОДОВ

### Г. В. Смирнов, Д. Г. Смирнов

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40

В статье рассмотрен индукционный способ контроля дефектности эмалевой изоляции проводов, который позволяет определять дефекты в движущемся проводе, не прибегая к подсоединению жилы провода к источнику напряжения. Приведено обоснование способа и выведены все необходимые формулы для его реализации. Приведена схема прибора контроля и пояснен принцип его работы.

В соответствии ГОСТ IEC 60851-5–2011 [1] целостность изоляции выражается числом точечных повреждений на проводе определенной длины, зафиксированных с помощью электрического испытательного устройства.

Недостаток указанного в ГОСТе контроля заключается в том, что, во-первых, он позволяет определить только количество точечных повреждений на контролируемом проводе, но не позволяет определить протяженность каждого дефекта, что снижает его точность. Кроме того, для обеспечения контроля по указанному способу необходимо, чтобы на датчик точечных повреждений было подано напряжение, относительно заземленной жилы провода, что не всегда возможно осуществить. В том случае, когда жилу провода можно заземлить, конец провода необходимо очистить от эмальизоляции и подсоединить его к заземленному источнику провода, что усложняет реализацию способа.

Эти недостатки устраняет разработанный нами способ [2, 3]. Схема устройства, реализующего этот способ, приведена на рисунке.



Рис. Схема устройства контроля и эпюры сигналов: 1 – катушка контролируемого провода; 2 – ось катушки; 3 – индуктор; 4 – датчик точечных повреждений; 5 – датчик скорости; 6 – электронный блок; 7 – генератор индуктора; 8 – высокоомный усилитель; 9 – счетчик протяженности дефектов; 10 – низкочастотный фильтр; 11 – счетчик количества дефектов; 12 – счетчик длины проконтролированного провода; 13 – арифметический блок; 14 – жила провода; 15 – эмальизоляция провода; 16 – галлий; 17 – корпус датчика точечных повреждений; 17 – уплотнитель; 18 – нагревательный элемент; 19 – терморегулятор

Сущность предлагаемого контроля заключается в том, что в проводе индуцируют при помощи индуктора периодически изменяющиеся ЭДС, период которых изменяют прямо пропорционально скорости движения провода. Перед контролем осуществляют

калибровку измерений, для чего через датчик скорости протягивают участок провода строго фиксированной длины  $l_{\phi}$  и подсчитывают количество периодов n наведенной ЭДС за время прохождения упомянутого участка через датчик скорости. По результатам измерений определяют элементарную протяженность провода  $l_3$  по формуле

 $l_{3} = \frac{l_{\phi}}{n}$  (1). Величину  $l_{3}$  принимают за единицу счета протяженности. После определе-

ния величины  $l_3$  определяют систематическую погрешность, вносимую в измерение протяженности дефектного участка изоляции провода конечными размерами датчика точечных повреждений. Для определения упомянутой систематической погрешности искусственно наносят два дефекта на эмальизоляцию провода с четко фиксированными протяженностями  $l_1$  и  $l_2$  на расстоянии друг от друга, превышающем протяженность контакта датчика точечных повреждений с поверхностью контролируемого провода, и протягивают упомянутый участок провода через датчик точечных повреждений. При прохождении каждого дефектного участка регистрируют количество  $n_1$  и  $n_2$  периодов наведенной в проводе ЭДС. По результатам измерений определяют систематическую

погрешность  $\Delta l$  по формуле  $\Delta l = l_{3\times} m = = l_{3\times} \frac{n_1 N - n_2}{N - 1}$  (2), где  $m = \frac{n_1 N - n_2}{N - 1}$  (3) – количество ложных импульсов протяженности дефекта, обусловленных размерами датчика точечных повреждений,  $N = \frac{l_2}{l_1}$  (4).

В процессе контроля формируют импульс дефекта, длительность которого T<sub>i</sub> равняется времени прохождения упомянутого дефекта через датчик точечных повреждений. Подсчитывают количество импульсов дефектов K и регистрируют количество n<sub>i</sub> периодов наведенной ЭДС за время каждого импульса дефекта T<sub>i</sub>. Истинную протяженность каждого дефекта определяют по формуле l<sub>i</sub> = (n<sub>i</sub>-m) l<sub>3</sub> (5). Суммарную протяженность l<sub>сум</sub> всех дефектов на контролируемом проводе определяют по выражению l<sub>сум</sub> =  $\sum_{i=1}^{K} n_i l_3 - K l_3 \frac{n_1 N - n_2}{N - 1}$  (6). Регистрируют количество n<sub>np</sub> периодов наведенной ЭДС за время контроля провода и определяют длину l<sub>np</sub> проконтролированного провода по формуле l<sub>np</sub>= n<sub>np</sub>l<sub>3</sub> (7). Качество эмалевой изоляции провода оценивают по количеству дефектов K<sub>1</sub>, приходящихся на единицу длины проконтролированного провода, K<sub>1</sub>=  $\frac{K}{l_{np}}$  (8) и по среднестатистической протяженности K<sub>2</sub> дефектов, приходящих-

ся на единицу длины проконтролированного провода,  $K_2 = \frac{l_{_{\text{сум}}}}{l_{_{\text{пр}}}}$  (9).

На рисунке приведены эпюры сигналов, поясняющие принцип работы устройства. Контроль эмалевой изоляции провода осуществляется следующим образом.

Генератором 7 индуктора генерируется периодически изменяющиеся во времени импульсы, которые излучаются индуктором 3. За счет индуктивной и емкостной связи между катушкой индуктора 6 и катушкой 1 контролируемого провода в последней, а следовательно, в проводе 14 индуцируется периодически изменяющаяся во времени ЭДС. При этом если скорость провода в процессе контроля изменяется, то пропорционально ей изменяется частота и, следовательно, изменяется длительность периода одного наведенного колебания ЭДС, но обратно пропорционально скорости движения провода. Этот факт наглядно демонстрирует эпюра А на рисунке. Действительно, если скорость провода изменяется, например, как показано на упомянутой эпюре, в диапазоне от 0,5 до 2 V, то частота индуцированной ЭДС и длительность одного периода Т наведенной ЭДС также изменяются, но от 2 до 0,5 Т.

Когда через датчик 4 точечных повреждений проходят бездефектные участки эмальизоляции провода 15, на вход высокоомного усилителя 8 сигнал не поступает. При прохождении через датчик 4 точечных повреждений дефектного участка изоляции жила провода 14 через контактный датчик точечных повреждений 4 и входное сопротивление высокоомного усилителя 8 подключается к общей точке (земле), которую также имеет и генератор 7 индуктора. Поскольку в жиле провода 14 индуцируется ЭДС, то эта ЭДС поступает на вход высокоомного усилителя 8 и на его выходе появляется усиленный сигнал в виде серии импульсов наведенной ЭДС (фиг. 2 эпюра В). Этот сигнал проходит на счетчик 9 протяженности дефектов, где регистрируется количество периодов наведенной ЭДС. При этом если протягивать один и тот же дефектный участок с фиксированной протяженностью через датчик точечных повреждений с различными скоростями, то независимо от скорости протягивания количество зарегистрированных импульсов, поступающих в счетчик 9, остается неизменным (для примера на рисунке эпюра В показано, что при изменении скорости провода от 0,5 до 2 V в счетчик 9 протяженности дефектов при прохождении одного и того же дефекта через датчик точечных повреждений поступает одно и то же количество импульсов, равное 3). Одновременно этот сигнал поступает на вход низкочастотного фильтра 10 и на его выходе появляется импульс длительностью, равной времени прохождения поврежденного участка изоляции провода через датчик точечных повреждений (рисунок, эпюры D). Длительность каждого импульса обратно пропорциональна скорости провода, но всегда равна времени прохождения дефектным участком через датчик 4 точечных повреждений. Этот сформированный импульс поступает на вход счетчика 11 количества дефектов, где и регистрируется. Количество К зарегистрированных счетчиком 11 импульсов при контроле провода равняется количеству К дефектов на этом проводе. По суммарному количеству периодов наведенной ЭДС, зарегистрированному счетчиком 9 протяженности дефектов, и по количеству зарегистрированных импульсов в счетчике 11 можно определить протяженность поврежденных участков изоляции провода. Изменение скорости протягивания провода приводит к существенным погрешностям при определении протяженности дефектов. Чтобы этого не происходило, в цепи управления генератором 7 индуктора находится датчик 5 скорости и электронный блок 6, управляющий периодом наведенной в жиле провода 14 ЭДС. Датчик 5 скорости механически связан с контролируемым проводом, сматываемым с катушки 1 контролируемого провода. При увеличении скорости провода увеличивается частота наводимого датчиком скорости 5 сигнала. Сигнал с датчика 5 скорости через электронный блок 6 поступает на генератор 7 индуктора и на индуктор 3. Для того, чтобы определить протяженность любого дефектного участка, общую длину всех выявленных дефектных участков на эмалевой изоляции контролируемого провода и длину проконтролированного провода, необходимо предварительно откалибровать измерительное устройство и определить элементарную длину l экв провода, которая проходит через датчик 4 точечных повреждений и датчик скорости 5 за один период ЭДС, индуцированной индуктором 3 в жиле провода 14. Эта элементарная длина l<sub>2</sub> провода зависит от конструкции датчика скорости 5, схемы электронного блока 6 и схемы генератора индуктора 7. Поэтому для любой конкретной схемы, реализующей предлагаемый способ, необходимо экспериментально определить эту величину 1, Для этой цели отмеряют некоторый отрезок l<sub>ф</sub> провода любыми точными измерителями длины, протягивают этот отрезок датчик скорости 5 и регистрируют количество импульсов п скорости, пришедших в счетчик 12 длины проконтролированного провода. После этого определяют элементарную длину 1 э
по формуле (1). Определенную по формуле (1) величину 1<sub>2</sub> принимают за единицу меры протяженности дефекта и длины проконтролированного провода. Эта величина при любых скоростях движения провода остается неизменной, что наглядно представлено на рисунке эпюра А. Таким образом, благодаря наличию датчика скорости 5 результат измерения одного и того же по протяженности дефектного участка остается постоянным независимо от того, с какой скоростью движется провод (рисунок эпюры В). Казалось бы, что если в счетчике 9 протяженности дефектов при прохождении любого і-го дефекта через датчик точечных повреждений 4 зарегистрировано n<sub>i</sub> импульсов (периодов индуцированной ЭДС), то протяженность l<sub>i</sub> этого дефекта может быть определена по формуле  $l_i = n_i \times l_2$  (10). Однако в реальности количество зарегистрированных периодов n<sub>i</sub> индуцированной ЭДС в счетчике 9 протяженности дефектов за время прохождения под датчиком 4 точечных повреждений і-го дефекта неточно определяют его протяженность l<sub>i</sub> по формуле (10). Это происходит потому, что датчик точечных повреждений 4 имеет вполне реальную конечную протяженность контакта с поверхностью контролируемого провода и это вносит систематическую погрешность в определение протяженности каждого дефектного участка. Для пояснения сущности возникающей упомянутой выше систематической ошибки допустим, что через датчик 4 точечных повреждений проходит точечный дефект бесконечно малой протяженности. За время прохождения этого участка через датчик точечных повреждений счетчик 9 протяженности дефектов зарегистрирует т импульсов (т периодов наведенной ЭДС, рисунок). Кажущаяся протяженность этого бесконечно малого точечного дефекта в соответствии с выражением (2) равна:  $\Delta l = l_3$  m. Иными словами, конечная протяженность датчика точечных повреждений 4 вносит систематическую ошибку в определение протяженности дефектов и ее необходимо исключить. Для исключения этой ошибки необходимо определить число т ложных импульсов, обусловленных конечными размерами датчика 4 точечных повреждений. Для определения количества т ложных импульсов нанесем на проводе на расстоянии, превышающем протяженность контакта датчика 4 точечных повреждений с поверхностью контролируемого провода, два дефекта с отличающимися друг от друга, но четко измеренными при помощи точных мер длины, протяженностями дефектных участков  $l_1$  и  $l_2$  и протянем эти участки провода через датчик 4 точечных повреждений и датчик скорости 5. Пусть протяженность первого дефекта в N раз меньше, чем протяженность второго участка. Пусть при прохождении этих двух участков через датчик 4 точечных повреждений и датчик скорости 5 счетчик 9 протяженности дефектов зарегистрирует n<sub>1</sub> и n<sub>2</sub> импульсов индуцированной ЭДС с каждого дефекта соответственно. Так как в каждом из зарегистрированных количеств n<sub>1</sub> и n<sub>2</sub> импульсов помимо истинных импульсов n<sub>1i</sub> и n<sub>2i</sub>, определяющих протяженность каждого из дефектов, содержатся и т ложных импульсов, зависящих от размеров датчика, то можно записать систему уравнений

$$n_1 = n_{1i} + m,$$
(11)  

$$n_2 = n_{2i} + m = N n_{1i} + m.$$
(12)

Решив систему уравнений относительно величины m, получим m= $\frac{n_1 N - n_2}{N - 1}$  (13).

Пусть через датчик точечных повреждений проходит дефект известной протяженности l<sub>i</sub>. При прохождении этого дефекта через датчик 4 точечных повреждений в счетчике 9 протяженности дефектов регистрируются n<sub>j</sub> импульсов индуцированной в проводе ЭДС.

Истинная протяженность дефектов  $l_i$  с учетом ложных m импульсов, зарегистрированных счетчиком 10, равна:  $l_i = (n_j - m) \times l_3 = (n_j - \frac{n_1 N - n_2}{N - 1}) \times l_3$  (14). При прохождении контролируемого провода через датчик 4 точечных повреждений счетчик количества дефектов 11 зарегистрирует количество дефектов, равное К. Истинная протяженность поврежденной изоляции контролируемого провода с учетом количества подсчитанных на контролируемом проводе дефектов К и формулы (14) равна:  $l_1 = 1 \int_{0}^{K} n_1 K \times \frac{n_1 N - n_2}{N} l_1(15)$ 

$$l_{\text{сум}} = l_{9} \left[ \sum_{i=1}^{N} n_{i} - K \times \frac{n_{1} N - n_{2}}{N - 1} \right]. (15)$$

Таким образом, для определения истинной суммарной протяженности поврежденной изоляции  $l_{сум}$  необходимо регистрировать общее количество дефектов К на контролируемом проводе счетчиком 11 количества дефектов и количество периодов n<sub>i</sub> наведенной ЭДС за время прохождения этих К дефектов через датчик точечных повреждений счетчиком 9 протяженности дефектов и общую протяженность дефектов в изоляции контролируемого провода определять по формуле (15).

Для более точной оценки качества каждого из контролируемых проводов необходимо еще знать длину проконтролированного провода  $l_{np}$  и найти поврежденность изоляции провода на единице его длины. Для этой цели служит счетчик 12 (см. рисунок) длины проконтролированного провода, с помощью которого подсчитывают общее количество  $n_{np}$  периодов наведенной ЭДС за время контроля провода, и длину проконтролированного провода определяют по формуле  $l_{np}=n_{np}l_3$  (16). По результатам всех измерений оценивают качество эмалевой изоляции провода по двум параметрам, позволяющим более точно оценить качество эмалевой изоляции контролируемого провода: по количеству дефектов  $K_1$ , приходящихся на единицу длины проконтролированного провода, и по среднестатистической протяженности  $K_2$  дефектов, приходящихся на единицу длины проконтролированного провода. Подсчет всех этих качественных параметров осуществляется в арифметическом блоке 13 (см. рисунок).

#### Список литературы

1. ГОСТ IEC 60851-5-2011. Провода обмоточные. Методы испытаний. Ч. 5. Электрические свойства. М.: Стандартинформ, 2014. 19 с.

2. Патент № 2511229 Российская Федерация. Способ контроля эмалевой изоляции проводов / Г.В. Смирнов, Д.Г. Смирнов. Опубл. 10.04.2014. Бюл. № 10.

3. Смирнов Г.В., Волков С.А. Электропропитка обмоток электротехнических изделий // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2004. № 2(10). С. 107–111.

## ЭЛЕКТРОТЕПЛОВОЙ КОНТРОЛЬ КАЧЕСТВА ПРОПИТКИ ОБМОТОК ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

## Г. В. Смирнов, Д. Г. Смирнов

## Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40

В статье изложены физические основы неразрушающего электротеплового контроля качества пропитки обмоток электрических машин. Обоснован выбор времени разогрева обмотки стабилизированным током, при котором потерями тепла из обмотки можно пренебречь и считать её идеальным теплоизолированным телом. Приведены формулы для оценки качества пропитки по степени насыщенности её межвитковых полостей пропиточным составом. Приведена схема прибора, реализующего предлагаемый способ, и рассмотрен принцип его работы.

Одним из распространенных видов электротехнических изделий являются электрические машины. Этот вид продукции используется практически во всех сферах деятельности и быта человека. Факт широчайшего распространения данного вида изделий наглядно подтверждают цифры, показывающие потребление ими электрической энергии. Подсчитано, что только на долю асинхронных электродвигателей общепромышленного применения в Российской Федерации приходится 50 % всей вырабатываемой электроэнергии, а в США- 64 %. Самым ненадежным узлом электрической машины является изоляция обмоток электрических машин. По современным данным на долю обмоток асинхронных электродвигателей приходится 95-98 % общего количества отказов, причем на межвитковую изоляцию приходится 93 %, на межфазную – 5 % и на корпусную – 2 % всех отказов обмоток [1]. При этом убытки обусловлены не только большими затратами на ремонт или замену отказавших электродвигателей, составляющими около 80 % стоимости годового выпуска электрических машин, но и от простоя оборудования, в котором была задействована отказавшая электрическая машина [2]. Низкая надежность изоляции обмоток электрических машин во многом зависит от качества изоляции обмоточного провода, от намоточного оборудования и технологии пропитки. Именно в процессе пропитки обмоток пленкой пропиточного состава скрываются дефекты в витковой, межфазной и корпусной изоляции. В результате пропитки повышаются не только электроизоляционные свойства обмоток, но и повышается теплопроводность обмотки, её влагостойкость, монолитность и другие характеристики, повышающие надежность изоляции обмоток.

Качество пропитки оценивается коэффициентом пропитки  $K_{np}$ , который характеризует степень насыщенности обмоток пропиточным составом. Коэффициент пропитки обычно оценивают величиной  $K_{np} = m_{nc}/m_0$  (1), где  $m_{nc}$  – масса сухого остатка пропиточного состава в обмотке, кг;  $m_0$  – предельная масса пропиточного состава, которую можно разместить в полостях обмотки, кг.

Величину m<sub>0</sub> можно рассчитать по формуле m<sub>0</sub>= $\rho \times V_0 = \rho \times p/2 \times S \times l_w(1-K_3 \times \pi/4)$ (2), где  $\rho$  – плотность высохшего пропиточного состава кг/м<sup>3</sup>; р – количество пазов, в которые всыпана обмотка; S – площадь сечения паза, м<sup>2</sup>; l<sub>w</sub> – длина витка, м; K<sub>3</sub> – ко-эффициент заполнения паза проводом.

Величину  $m_{nc}$  необходимо определять каким-то способом, например весовым. Для определения  $m_{nc}$  по привесу необходимо взвешивать магнитный сердечник с всыпанной в него обмоткой дважды: до пропитки и после неё. Однако вес статора с обмоткой почти на 2 порядка меньше, чем вес пропиточного состава, попавшего в процессе пропитки в обмотку. Поэтому определить  $m_{nc}$  весовым методом с достаточной степенью точности довольно проблематично. Кроме того, пропиточный состав может осесть и на элементах конструкции, и определить, сколько его попало в обмотку и как он распре-

делился внутри неё, весовым методом невозможно. Нами был предложен и разработан ряд методов, позволяющих контролировать коэффициенты пропитки в обмотке [3–5]. Наиболее точным методом является электротепловой. Суть его заключается в следующем.

В контролируемую непропитанную обмотку изделия подают в течение определенного времени  $t_0$  постоянный стабилизированный ток  $I_0$ , величину которого выбирают в диапазоне значений:

0,8 ј  $S_n \le I_0 \le jS_n$ , где ј – предельно допустимая для материала провода обмотки плотность тока;  $S_n$  – площадь сечение жилы провода. Правильный выбор времени  $t_0$  оказывает существенное влияние на точность контроля. Время  $t_0$  должно быть таким, чтобы потерями тепла из обмотки в окружающую среду и магнитный сердечник за это время можно было пренебречь. Этот параметр выбирают, исходя из расчёта постоянной времени разогрева обмотки  $\tau = R_T C_{дn}$ , где  $R_T$  – тепловое сопротивление обмотки;  $C_{дn}$  – эквивалентная теплоемкость непропитанной обмотки.

До пропитки эквивалентная теплоемкость обмотки  $C_{dn}$  равняется сумме теплоемкостей элементов обмотки:  $C_{dn} = C_{np} + C_{эм} + C_{ки}$  (3), где  $C_{np} = c_{np} \times m_{np}$  – эквивалентная теплоемкость провода обмотки;  $C_{эм} = c_{3} \times -$  эквивалентная теплоемкость эмалевой изоляции провода обмотки;  $C_{\kappa \mu} = c_{\kappa \mu} \times m_{\kappa \mu}$  – эквивалентная теплоемкость корпусной изоляции двух фаз обмотки;  $c_{np}$ ,  $c_{эм}$ ,  $c_{\kappa \mu}$  – удельные теплоемкости материала провода, эмали и корпусной изоляции обмотки соответственно;  $m_{np}$ ,  $m_{s\mu}$  – массы жилы провода, эмали и корпусной и изоляции обмотки соответственно.

Исключение потерь тепла из обмотки можно достичь, если время подвода  $t_0$  энергии выбрать достаточно малым, исходя из условия 0,01  $\tau \le t_0 \le 0,013 \tau$  (4).

Тепловое сопротивление двух фаз непропитанной обмотки можно найти по формуле

$$R_{\text{Ten}} = \frac{1}{p} \left[ \frac{d_{\scriptscriptstyle 3}}{S_{_{10XI}} \lambda_{_{\scriptscriptstyle 3}}} + \frac{1}{S_{_{20XI}}} \left( \frac{d_{_{KH}}}{\lambda_{_{KH}}} + \frac{d_{_{d}}}{\lambda_{_{B}}} \right) \right], \quad (5)$$

где р – количество пазов, в которые всыпана обмотка; dэ, d<sub>ки</sub>, d<sub>в</sub> – толщина эмальизоляции провода, корпусной изоляции и воздушного зазора между обмоткой и корпусной изоляцией соответственно; S<sub>10xл</sub>=П×l<sub>w</sub> – поверхность охлаждения обмотки; П – периметр паза; l<sub>w</sub> – длина полувитка обмотки; S<sub>20xл</sub>=П×l<sub>п</sub> – поверхность охлаждения части обмотки, примыкающей к корпусной изоляции; l<sub>п</sub> – длина паза;  $\lambda_9$  – теплопроводность воздуха. Выбор времени t<sub>0</sub> из условия t<sub>0</sub><<  $\tau$  позволяет считать обмотку идеальным теплоизолированным теплоизолированным телом. При t<sub>0</sub> = 0,01 $\tau$  погрешность определения C<sub>дп</sub> рассматриваемым тепловым методом пренебрежительно мала. В момент подключения тока и по истечении времени t<sub>0</sub> измеряют напряжение на обмотке U<sub>1</sub><sub>д</sub> и U<sub>2</sub><sub>д</sub> соответственно. По изменению сопротивления обмотки находят приращение  $\Delta$  T<sub>дп</sub> температуры этой обмотки за время её разогрева стабилизированным током I<sub>0</sub> в течение времени t<sub>0</sub> и по результатам измерения рассчитывают эквивалентную теплоемкость указанной непропитанной обмотки C<sub>дп</sub> по формуле

$$C_{\mu \pi} = \frac{I_0 \{ U_{2\mu} + U_{1\mu} \} t_0}{2\Delta T_{\mu \pi}}, \quad (6)$$

где  $U_{1д\pi}$  – значение напряжения на обмотки в момент подключения к ней источника постоянного стабилизированного тока  $I_0$ ;  $U_{2д\pi}$  – напряжение на обмотки в момент времени  $t_0$ .

Затем обмотку пропитывают, сушат её, подают в стабилизированный ток  $I_0$  в течение времени  $t_0$  и вновь измеряют  $U_{1\pi}$  и  $U_{2\pi}$ . По изменению сопротивления обмотки находят приращение  $\Delta T_{n\pi}$ .

$$C_{nn} = \frac{I_0 \{U_{2n} + U_{1n}\}t_0}{2\Delta T_{nn}}, \quad (7)$$

где  $U_{1n}$  – значение напряжения на пропитанной обмотке в момент подключения к ней источника постоянного стабилизированного тока  $I_0$ ;  $U_{2n}$  – значение напряжения на обмотке в момент времени  $t_0$  подвода к ней стабилизированного тока  $I_0$ ;  $\Delta T_{nn}$  – приращение температуры пропитанной обмотки за время  $t_0$  подвода к ней стабилизированного тока  $I_0$ . После чего находят массу пропиточного состава  $m_i$  в каждой i-й контролируемой обмотке по формуле

$$\mathbf{m}_{\mathrm{nc}} = \frac{C_{nn} - C_{\partial n}}{c_{c}}, \quad (8)$$

где c<sub>c</sub> – удельная теплоемкость сухого пропиточного состава.

Качество пропитки каждой і-й контролируемой обмотки оценивают коэффициентом пропитки К<sub>прі</sub>, определяемым по формуле (1).

Структурная схема устройства, реализующего рассмотренный электротепловой способ, приведена на рис. 1.

Устройство содержит источник 1 постоянного напряжения, синхронизатор 2, стабилизатор 3 тока, блок 4 компенсации, блок 5 регистрации. Выход источника 1 постоянного напряжения соединен с входом стабилизатора 3 тока и с входом синхронизатора 2, первый выход которого соединен с запускающим входом стабилизатора 3 тока. Выход стабилизатора 3 тока соединен с первым зажимом для подключения объекта измерения (обмотки), и с входом блока 4 компенсации, выход которого соединен с входом блока 5 регистрации. Запускающий вход блока 5 регистрации соединен со вторым выходом синхронизатора 2. Второй зажим для подключения объекта измерения (обмотки) соединён с общим выводом устройства.

Синхронизатор 2 содержит генератор 6 эталонных импульсов, выход которого через ключевой элемент 7 соединен со счетным входом счетчика 8, каждый из выходов которого соединен с соответствующим входом дешифратора. Каждый выход дешифратора 9 соединен с соответствующим неподвижным контактом многопозиционного переключателя 10, подвижный контакт которого соединен с первым входом формирователя 11 непосредственно, через соответствующий конденсатор 12 – с входом сброса счетчика 8, через соответствующий конденсатор 13 – с RS-входами первого 14 и второго 15 RS-триггеров, S-вход первого RS-триггера 14 через соответствующий резистор 16 соединен с общей шиной и через однополюсный выключатель – с зажимом, являющимся входом синхронизатора 2.

Выход первого RS-триггера 14 является первым выходом синхронизатора 2 и соединён через соответствующую CR-цепь 17 с управляющим входом генератора 18 расширенных импульсов, выход которого через соответствующую CR-цепь 19 соединен с S-входом второго RS-триггера 15, выход которого соединен со вторым входом формирователя 11 и с управляющим входом ключевого элемента 7, R-входы счетчика 8, первого 14 и второго 15 RS-триггеров соединены соответственно через соответствующие резисторы 20 и 21 с общей шиной. Выход формирователя 11 является вторым выходом синхронизатора 2. Блок 4 компенсации содержит сумматор, выполненный на операционном усилителе 22, первый вход которого соединен через соответствующий резистор 23 с выходом источника 24 опорного напряжения и с одним из выводов соответствующего резистора 25, другой вывод которого является входом блока 4 компенсации. Второй вход операционного усилителя 22 через соответствующий резистор 26 соединен с общей шиной. Выход операционного усилителя 22 является выходом блока 4 компенсации.



Рис. 1. Структурная схема прибора контроля пропитки

Эпюры, поясняющие принцип работы устройства, приведены на рис. 2.

Устройство работает следующим образом.

Контролируемая обмотка подсоединяется к выходу стабилизатора 3 тока и входу блока 4 компенсации. При нажатии выключателя «Пуск» на S-вход RS-триггера 14 поступает сигнал от источника 1 питания (рис. 2, эпюра *a*). На выходе RS-триггера 14 появляется положительный потенциал (рис. 2. эпюра б), включающий стабилизатор 3 тока. Стабилизированный ток, протекающий через обмотку, разогревает ее, вследствие чего напряжение на обмотке U<sub>1д</sub> изменяется в соответствии с эпюрой з на рис. 2. Одновременно с этим напряжение с выхода RS-триггера 14 включает генератор 18, на выходе которого появляется импульс длительностью t<sub>1</sub> (рис. 2, эпюра *в*), равной длительности переходного процесса в обмотке. Указанный импульс исключает ошибки в измерении напряжения U<sub>1</sub> на обмотке в момент включения стабилизатора 3 тока. По истечении времени t<sub>1</sub> задним фронтом импульса с генератора 18 расширенных импульсов запускается RS-триггер 15 и на его входе появляется сигнал (рис. 2, эпюра г). По фронту этого сигнала срабатывает ключевой элемент 7, и через него начинают проходить от генератора 6 импульсы эталонной частоты (рис. 2, эпюра д). Эти импульсы поступают в счетчик 8 и через него – в дешифратор 9. Одновременно с этим по переднему фронту сигнала с RS-триггера 15 срабатывает формирователь 11 (рис. 2, эпюра ж) и на запускающий вход блока 5 регистрации поступает соответствующий сигнал. По этому сигналу блок 5 регистрации включается на первое измерение. Напряжение U<sub>1</sub> с обмотки поступает на вход блока 5 регистрации через блок 4 компенсации, включающий сумматор на операционном усилителе 22 и источник 24 опорного напряжения с полярностью, противоположной полярности напряжения на обмотке.



Рис. 2. Эпюры напряжения

На выходе сумматора в начальный момент разогрева обмотки напряжение близко к нулю, а затем по мере разогрева обмотки изменяется в соответствии с эпюрой u(рис. 2). По истечении заданного времени  $t_0$ , которое определяется положением переключателя 10, на выходе дешифратора 9 формируется импульс запуска блока 5 регистрации для второго измерения напряжения U<sub>2</sub>. После окончания второго измерения формируется импульс начальной установки, подготавливающий устройство для очередного измерения напряжения на обмотке. Затем по формуле (5) определяется масса пропиточного вещества в пропитанной обмотке.

Рассмотренный способ и прибор не уступает по точности всем известным аналогам, применяемым для контроля пропитки.

#### Список литературы

1.Смирнов Г.В. Надежность изоляции обмоток электротехнических изделий. Томск: Изд-во Том. ун-та, 1990. 192 с.

2. Голдберг О.Д. Надежность электрических машин общепромышленного назначения. М.: Знание, 1976. 55 с.

3 Пат. № 2503116 Российская Федерация. Способ контроля качества пропитки обмоток электротехнических изделий» / Г.В. Смирнов, Д.Г. Смирнов. Опубл. 27.12.2013. Бюл. № 36.

4. Пат. № 2510771 Российская Федерация. Способ определения коэффициента пропитки обмоток электрических машин / Г.В. Смирнов, Д.Г. Смирнов. Опубл. 10.04.2014. Бюл. № 10.

5. Смирнов Г.В., Волков С.А. Электропропитка обмоток электротехнических изделий // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2004. № 2(10). С. 107–111.

## НАВИГАЦИОННЫЕ ЗАДАЧИ В СПОРТЕ

## П. В. Соболев, А. Ю. Есин (научный руководитель)

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

В статье рассмотрена навигационная задача для хоккея с шайбой. Тренажёр фиксирует параметры прохождения шайбы оптическим способом с последующим определением её скорости и траектории движения. При выполнении ряда индивидуальных и групповых упражнений регистрируются психофизиологические параметры спортсмена.

Самый быстрый игрок в хоккее — это шайба, поэтому повышение уровня мастерства владения ею является перспективным направлением исследований, так как скорость и точность владения шайбой требует минимальных затрат физической силы спортсмена. При постановке задачи для спортсменов на точность паса заметно снижается скорость шайбы, и наоборот при высокой скорости шайбы снижается точность паса [1]. Для изучения этих и других зависимостей и разработки методов тренировок на их основе предлагается разрабатываемое устройство, позволяющее глубже изучить физические и психические возможности человека.

Устройство предназначено для измерения параметров индивидуально мастерства хоккеистов, таких как скорость движения шайбы при передаче и точность паса. Во время движения или в статичном положении спортсмен А даёт пас спортсмену Б так, чтобы шайба прошла под рамкой (рис. 1). Во время индивидуальной тренировки спортсмен управляет шайбой, пропуская её под рамкой.



Рис. 1. Пример передачи паса через рамку

Рамка фиксирует скорость движения шайбы, угол относительно корпуса рамки и точку её прохода. Далее эти параметры передаются на табло, установленное за стеклом хоккейной коробки, и на ПК тренера для набора статистики и анализа. При выполнении упражнения в стационарном положении спортсменам ставится задача давать пас через центр рамки. В этом случае на табло высвечивается расстояние отклонения точки прохода шайбы от центра, например, «+20 см», «-15 см».

При повторении, например, 100 циклов одного упражнения попутно анализируется динамика измеряемых параметров во времени и частота их выполнения. Эти данные могут быть использованы для получения показателей утомляемости нервной системы и выносливости спортсмена.

При использовании нескольких рамок, установленных на льду по классическим схемам обороны и нападения, тренер может измерить скорость выполнения упражнения, точность паса, возможности спортсмена принимать тактические решения при пре-

доставленных нескольких вариантах действий. Для решения этих задач в рамку установлены светоизлучающие элементы и звукоизлучатель, для того чтобы спортсмен видел и слышал, через какую рамку нужно передать шайбу в данный момент времени.

Измерение параметров движения шайбы основано на анализе сигналов, поступающих с оптических датчиков, расположенных так, чтобы шайба при проходе под рамкой в любой точке, под любым углом гарантированно входила в зону наблюдения минимум трёх датчиков. Каждый датчик оснащён линзой с углом обзора 10<sup>0</sup> для увеличения разности уровней сигнала во время прохождения шайбы под рамкой и во время её отсутствия.

Предварительные практические измерения показали, что уровень освещённости фотоэлемента, расположенного на высоте 80 мм от поверхности льда, в закрытом хоккейном стадионе колеблется в пределах 195–205 люкс, во время прохождения шайбы через фотоэлемент освещённость падает до 140–150 люкс.

Для разработки оптимального метода математического анализа сигналов была разработана программная модель, имитирующая движение шайбы через зоны наблюдения фотоэлементов. Результат моделирования сигналов, поступающих с фотоэлементов, и сигналы, записанные при испытаниях опытного образца тренажёра, представлены на рис. 2.



Рис. 2. Траектория движения шайбы (*a*); расчётные сигналы затемнения датчиков (*б*); экспериментальные расчётные сигналы затемнения датчиков (*в*)

Во время эксперимента и в программной модели шайба двигается под углом 25 град. и входит в зону трёх датчиков.

Обработка сигналов и решение навигационной задачи осуществляется по следующим этапам:

• калибровка (определение зон фиксации шайбы датчиками, производится автоматически после включения тренажёра и после каждого прохода шайбы);

• расчёт среднеквадратического отклонения и математического ожидания сигналов без шайбы в каждом канале;

- фиксация существенных признаков сигналов в каждом канале;
- расчёт координат центра шайбы для каждой выборки сигналов;
- расчёт траектории и скорости шайбы.

Навигационная задача отличается от классической задачи на плоскости тем, что расстояния от центров зон наблюдения X<sub>1-3</sub>, Y<sub>1-3</sub> до центра шайбы X<sub>ш</sub>, Y<sub>ш</sub> представлены

степенью затемнения фотоэлементов и выражены в процентном соотношении параметров S1–S3 к площади кругов O<sub>1-3</sub> (рис. 3).



Рис. 3

Система уравнений представлена ниже:

$$\begin{pmatrix}
\frac{S_1}{S_3} = \frac{R_{iii}^2(\alpha_1 - \sin \alpha_1) - R_1^2(\beta_1 - \sin \beta_1)}{R_{iii}^2(\alpha_3 - \sin \alpha_3) - R_3^2(\beta_3 - \sin \beta_3)}, \\
\frac{S_1}{S_2} = \frac{R_{iii}^2(\alpha_1 - \sin \alpha_1) - R_1^2(\beta_1 - \sin \beta_1)}{R_{iii}^2(\alpha_2 - \sin \alpha_2) - R_2^2(\beta_2 - \sin \beta_2)}, \\
\frac{S_2}{S_3} = \frac{R_{iii}^2(\alpha_2 - \sin \alpha_3) - R_2^2(\beta_2 - \sin \beta_2)}{R_{iii}^2(\alpha_3 - \sin \alpha_3) - R_2^2(\beta_3 - \sin \beta_3)}.
\end{cases}$$
(1)

Решение уравнений усложнено неизвестными, но равными радиусами R1–R3, так как они меняются в зависимости от высоты установки рамки на льду.

Ввиду того, что диаметр зоны наблюдения фотоэлементом меньше диаметра шайбы (рис. 3, 2, *a*), сигнал принимает минимальное значение на промежуток времени, пока шайба полностью затемняет датчик (рис. 2,  $\delta$ ) и в эти моменты времени решение навигационной задачи усложняется, так как исключается одно уравнение из трёх.

В сигнале фотоэлементов присутствуют шумы (рис. 2, *в*), возникающие из-за мерцания ламп освещения хоккейного стадиона. На определённых скоростях шайбы фильтрация шумов затруднена ввиду того, что временной интервал провала сигнала во время прохождения шайбы соизмерим с половиной периода мерцания ламп. Для снижения степени влияния шумов на вычисления по уравнениям (1) расчёт навигационных параметров параллельно ведётся вторым способом, который менее подвержен влиянию шумов.

Особенность второго способа заключается в том, что каждый из сигналов имеет геометрический центр, который указывает момент времени, когда шайба находилась на минимально возможном расстоянии от центра датчика данного канала, координаты которого известны. Моменты времени, зарегистрированные с каждого датчика, позволяют рассчитать угол прохода и скорость шайбы, используя уравнения для нескольких случаев.

Таким образом, навигационная задача решается двумя путями.

Если шайба двигается со скоростью 100 км/ч, максимальная длительность провала напряжения составит 2,8 мс, для анализа которого достаточно 100 выборок (частота дискретизации 357 Гц). Для обеспечения 5 % погрешности определения скорости погрешность измерения времени должна быть менее 140 мкс, что может быть обеспечено любым устройством с частотой внутреннего генератора от 8 МГц.

На печатной плате (рис. 4) установлены фотоэлементы, сигнал с которых усиливается и фильтруется операционными усилителями. Далее сигналы поступают на последовательные АЦП, затем в ПЛИС семейства Spartan6. Полученные данные обрабатываются и передаются по Bluetooth на табло, мобильный телефон или ПК тренера для набора статистики и анализа.



Рис. 4. Печатная плата

В зависимости от требований заказчика и назначения устройство может быть собрано различной длины (от 30 до 90 см) за счёт соединения между собой одинаковых печатных плат различных исполнений. Устройство может быть установлено на односегментный тренажёр, например такой, как описан в [3].

Для увеличения времени автономной работы устройства предусмотрена схема питания либо от внутреннего АКБ, либо от фотоэлементов, которые при достаточном освещении заряжают АКБ.

Таким образом, в настоящей работе описано устройство, при проектировании которого были произведены расчёты геометрических параметров изделия, разработаны математические модели для обработки сигналов, выбраны аппаратные средства, позволяющие проводить оценку навигационных параметров движения хоккейной шайбы, которые в дальнейшем используются для измерения психических и физических возможностей спортсменов и проектирования методики тренировки.

#### Список литературы

1. Мудрук А.В., Голомазов С.В., Гераськин А.А. Точность и скорость передач в хоккее юных // Хоккей : ежегодник. М., 1984. С. 25–26.

2. Патент «HOCKEY TRAINING AID» (пат. CA2290210(A1), М.Кл. A63B 69/00; опубл. 15.05.2001.

3. Патент «HOCKEY STICK-HANDLING DEVICE WITH SENSOR AND EFFECTS» (пат. № СА2670309 (А1) (М.КлА63В 69/00; опубл. 27.12.2009).

# ЭМ-СОВМЕСТИМОЕ УПРАВЛЕНИЕ ДАВЛЕНИЕМ В БОРТОВОМ ТРУБОПРОВОДЕ

В. С. Тетерин, А. Ф. Секачёв, К. В. Щербань, В. С. Деева, С. М. Слободян (научный руководитель)

> Омский государственный технический университет 644050, г. Омск, пр. Мира, 11 Томский политехнический университет 634050, г. Томск, Ленина, 30 E-mail: veradee@mail.ru

Существует проблема затруднения движения вязкой среды масел в трубопроводе. Рассмотрен электромагнитно совместимый вариант использования бортового источника питания для создания управляемой динамики волн переменной плотности движения потока вязкой среды. Его применение улучшает эффективность перемещения вязкого потока в бортовом трубопроводе.

Современный этап развития отечественной авионики приводит к необходимости совершенствования стандартных технологий. Развиваемые в настоящее время on-line технологии требуют не только поиска новых инновационных методов в процессе проведения новых разработок элементов, приборов и систем, но и решения проблем усовершенствования существующих приборов, бортовых систем и комплексов на стадии эксплуатации путем развития и модернизации их внутренней инфраструктуры.

Одним из самых распространённых факторов, препятствующих поддержанию высокой живучести любой техники в процессе её эксплуатации, является механический износ элементов, деталей и узлов [1–6]. Фракции деструкции, образующиеся в процессе износа динамически взаимодействующих элементов, неизбежно попадают в смазывающие механический контакт вязкие среды. Их наличие в потоках масло- и нефтепродуктов столь же неизбежно меняет вязкость потока смазывающей жидкости, существенно снижая подвижность смазки и качества смазки взаимодействующих контактно деталей. Подобные проблемы существуют и при транспортировке масел и топлива в бортовых трубопроводах. С точки зрения живучести эти проблемы занимают особое место. Поэтому актуальность поддержания высокой надёжности транспорта смазывающих сред и топлива бортовыми трубопроводами при наличии действия факторов, усложняющих движение и влияющих на свойства потока вязких сред в бортовом трубопроводе, весьма высока.

Особую остроту эти вопросы приобретают при эксплуатации техники в северных районах зоны вечной мерзлоты и в арктических акваториях. Перечисленные проблемы требуют решения задач повышения эффективности транспортировки вязких сред путём развития методов управления свойствами движения их потока при совершенствовании мониторинга процессов коагуляции вязких компонентов [6–8] в трубопроводе.

Логическим следствием ведения работ является создание устройств и способов управления движением вязких сред в бортовой трубопроводной системе на основе принципов электромагнитного взаимодействия с использованием бортовых источников питания для улучшения электромагнитной (ЭМ) совместимости устройств и систем.

Анализ и выбор технологических параметров результата взаимодействия и воздействия электромагнитных полей на вязкие среды должен основываться на изучении электрофизических свойств вязких смесей и в первую очередь диэлектрических свойств. Исследование диэлектрических свойств вязкой среды и её компонентов в термодинамических условиях, близких к естественным, представляет особый интерес с целью последующего использования результатов в разработке способов воздействия электромагнитного поля. Как показывает анализ научно-технической литературы, несмотря на то, что исследованы подробно диэлектрические свойства значительного числа веществ и смесей производных от нефти, все же многие вопросы, касающиеся их поведения во внешних полях электромагнитного воздействия, еще не изучены. В связи с этим исследования для определения эффективности и рентабельности использования методов электромагнитного воздействия представляется весьма перспективным.

Для оценки эффективности применения разного рода инноваций на пути совершенствования существующих элементов оборудования транспортировки вязких продуктов рассмотрим вариант использования управления электромагнитным полем работой весьма распространённого узла обратного клапана запорного органа для создания управляемого в реальном времени волнового движения вязкой среды в бортовом трубопроводе.

Разработка устройств облегчения перемещения вязких продуктов воздействием на динамику их движения с помощью электрических средств и механических колебаний весьма актуальна. Они предназначены преимущественно для пуска участка трубопровода с застывающей при определённой температуре вязкой среде после вынужденной остановки трубопроводной системы.

Это приводит к необходимости изучения возможностей создания волнового движения в технологическом процессе течения потока вязкого продукта как одного из механических путей предотвращения процесса коагуляции мелких агломератов в потоке и последующих их отложений в реальном времени.

Для анализа рассмотрим вариант «модулятора потока» – переменной диафрагмы с электромагнитным управлением режимом течения потока вязкой среды. Приложение переменного магнитного поля к магниточувствительному шару-клапану позволяет управлять степенью открытия им входного отверстия рабочего проходного канала запорного органа. Это приводит к появлению в потоке вязкой среды волн переменной плотности с разными режимами течения, вплоть до кавитации среды в потоке в зависимости от конструкции проходного канала. Выявлено, что на движение вязкой среды в процессе её течения в запорном органе существенное влияние будут оказывать параметры режима работы «модулятора» (амплитуда и частота колебаний индукции магнитного поля, геометрия рабочего зазора шар-вход в проходной канал, скорость его изменения, скорость вязкого потока), свойств проходного канала (упругость, шероховатость, крупность) и свойств самой среды.

Для исследования принят одиночный электромагнит, который притягивает плавающий в потоке вязкой среды магнитный шар-клапан – тип подвешенного ротора. Степень намагничивания шара как сердечника, определяется величиной проходящего через него магнитного потока. Величина магнитного потока выбирается из расчёта максимальной массы управляемого шара с учетом силы сопротивления – противодействия потока вязкой среды перемещениям шара-клапана (сила электромагнита). Она зависит от величины тока, протекающего через катушку, числа витков катушки, химического состава и скорости течения потока, формы, размеров и магнитных свойств управляемого магнитным полем шара-клапана.

Магнитное сопротивление возрастает с увеличением длины силовых линий магнитного потока и числа воздушных промежутков, находящихся на пути магнитного потока, и уменьшается с увеличением сечения и повышения магнитной проницаемости материала, по которому проходит магнитный лоток. Длина силовых линий магнитного потока и сечение, по которому проходит этот поток, определяются конструкцией и размерами электромагнитного модулятора, число и размеры воздушных промежутков зависят от формы «плавающего» шара. Более точно тяговое усилие *F*, действующее на шар-клапан, определяется традиционной аналитической зависимостью  $F = \psi^2/2L_0\delta$ , где  $\psi$  – потокосцепление;  $L_0$  – индуктивность катушки и  $\delta$  – зазор, которая используется при выборе параметров электромагнитного устройства [1–3].

Предварительный анализ процессов управления модуляцией волновой динамики движения потока вязкой среды показывает, что вполне возможно возникновение сложных периодических режимов движения шара-клапана [1–5]. Это значит, что существуют периодические режимы движения шара как с частичным (при соответствующих условиях), так и с полным скольжением. Диагностика эффективности управления динамикой волн вязкой нефти может быть проведена оптическими, акустическими и другими методами [7, 8].

В электромагнитах переменного тока магнитное сопротивление зависит не только от  $\mu$ , *l*, *S* сердечника, но и от потерь в стали и наличия короткозамкнутых витков обмоток, расположенных в катушке индуктивности с сердечником [9, 10].

Выводы. Проведённый анализ процессов управления модуляцией волновой динамики движения потока вязкой среды показывает, что вполне возможно возникновение сложных периодических режимов движения шара-клапана.

Полученные позитивные результаты не учитывают технологические сложности и индивидуальные особенности эксплуатации каждого модулятора.

Для формулирования конкретных рекомендаций по разработке необходимы создание математических моделей, хотя бы в первом приближении отражающих реальные процессы при осуществлении воздействия, лабораторные исследования на вязкой среде конкретного трубопровода.

#### Список литературы

1. Деева В.С., Слободян М.С., Слободян С.М. Живучесть контакта прерываемого скольжения // Контроль. Диагностика. 2013. № 6. С. 59–65.

2. Слободян М.С., Слободян С.М. Марковская модель живучести подвижного контакта // Контроль. Диагностика. 2011. № 2. С. 61–66.

3. Слободян М.С., Слободян С.М. Стохастическая живучесть скользящего контакта тел // Инженерная физика. 2011. № 1. С. 3–8.

4. Деева В.С., Романишина С.А., Слободян С.М. Устойчивость энтропийной оценки живучести систем // Известия Томского политехнического университета. 2013. Т. 322. № 2. С. 67–72.

5. Деева В.С., Слободян С.М. Энтропийный подход к оценке живучести средств контроля // Вестник Алтайского государственного аграрного университета. 2015. № 4 (126). С. 121–128.

6. Куц В.П., Слободян С.М. Методика анализа дисперсности пыли и порошков // Вестник Томского государственного архитектурно-строительного университета. 2014. № 2. С. 103–109.

7. Слободян М.С., Шишигин С.А., Слободян С.М. Метод диагностики акустического датчика // Измерительная техника. 2008. № 7. С. 65–67.

8. Деева В.С., Слободян С.М. Метод повышения точности МП-датчиков // Электроника и электрооборудование транспорта. 2014. № 2. С. 46–47.

9. Ивойлов Е.В., Слободян С.М. Изменение свойств индуктивности при замыкании витков на корпус // Доклады ТУСУРа. 2014. № 4. С. 203–208.

10. Елгина Г.А., Слободян С.М. Физическое моделирование влияния замыканий витков на электродинамическую стойкость катушек индуктивности // Вестник Пермского национального исследовательского политехнического университета. 2015. № 13. С. 108–113.

## УТОЧНЕНИЕ МЕТОДИКИ ОЦЕНКИ ПОКАЗАТЕЛЕЙ НАДЁЖНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ГИСТОГРАММНЫХ ВЫЧИСЛЕНИЙ

## В. А. Углев

#### Межинститутская базовая кафедра «Прикладная физика и космические технологии» СФУ 662971, г. Железногорск, ул. Кирова, 12a E-mail: uglev-v@yandex.ru

Рассматривается проблема оценки показателей надёжности для радиоэлектронной аппаратуры и приборов на этапе проектирования, не имеющих богатой статистики отказов (новое или мелкосерийное производство). Приведена детализация ранее опубликованной методики, ориентированной на осуществление расчётов показателей надёжности, имеющих высокую долю неопределённости. Для повышения точности вычислений значений показателей надёжности используются гистограммные вычисления и элементы численного вероятностного анализа.

Проектирование приборов и радиоэлектронной аппаратуры, использующихся в системах ответственного назначения (атомная, ракетно-космическая и военная техника), сопряжено с необходимостью научного обоснования их показателей надёжности. В традиционном поточном производстве заранее определены показатели вероятности безотказной работы (ВБР) для всех радиоэлектронных компонентов и даже блоков. Для технических систем ответственного назначения (далее ТСОН), являющихся мелкосерийными или даже штучными изделиями, такой статистики, как правило, недостаточно и опираться на вероятность отказа, как точечную оценку, не представляется разумным. Объективно имеется некоторая дискретная функция плотности вероятностей, опирающаяся на достаточно ограниченный объём фактических данных о потоке отказов. При этом в процессе проектирования очередного изделия требуется обоснование значения ВБР и желательно в соответствии с действующим ГОСТом [1]. Возможно ли оперировать неопределенными данными, опираясь на последние достижения в математике? Как было показано в [2], это возможно, но для этого требуется иметь строгое научное обоснование.

Методическое обеспечение в теории надёжности играет значительную роль, так как от его качества во многом зависит, как инженер-проектировщик применит расчёты для обоснования ВБР и прочих показателей надёжности. Подход к расчёту значений показателей надёжности из [1] опирается на тот факт, что мы уже имеем достоверно рассчитанные показатели вероятностей отказов элементов объекта оценки. При дополнении его возможностью осуществлять вычисления с данными, являющимися лишь приближенно достоверными (относящимися к данным с эпистемической неопределённостью [3, 4]), будет снижена точность результатов, но появится обоснование возможности и применимости на практике подобных расчётов.

В качестве инструментария для проведения расчётов с частично достоверными данными используем численный вероятностный анализ, а точнее – гистограммную арифметику [2]. Гистограммные вычисления позволяют оперировать с дискретными функциями плотности, нивелируя проблему возрастания вклада погрешностей за счёт постоянных операций обобщения [5]. Но и результатом расчётов будет не одно число, как в традиционном расчёте показателей надёжности, а гистограмма, несущая большую информацию аналитику/специалисту по надёжности.

Представленная нами ранее в [6] методика, описывающая укрупнённые этапы расчёта показателей надёжности, была ориентирована на использование малой статистики о потоке отказов. Она состояла из трёх этапов: первый этап «Предварительная обработка результатов»; второй этап «Численно-вероятностный анализ и сглаживание эмпирической функцией распределения» и третий этап «Анализ результатов». Но методика была приведена укрупнённо и требует уточнения.

Причины для более детального раскрытия методики следующие. Во-первых, для прикладного применения должны быть расписаны более чёткие этапы. Во-вторых, в численный вероятностный анализ входит достаточно много элементов, а для расчёта ВБР требуется использовать гистограммную арифметику и ряд функциональных преобразований. В-третьих, анализ результатов может производиться различными методами, поэтому требуется уточнить его механизмы. Исходя из этого введём дополнительные этапы и прокомментируем получившуюся последовательность действий при расчёте показателей надежности для TCOH.

Первый этап «Предварительная обработка результатов». Его сущность заключается в последовательном выполнении таких действий, как регистрация данных о потоке отказов, их фиксация и кодирование, а также формирование структурной схемы надёжности оцениваемого объекта.

Второй этап «Первичное обобщение исходных данных». Он заключается в построении дискретных функций плотности распределения вероятности отказов и её представлении в виде гистограммы для каждого элемента оцениваемой системы (возможен как с применением сглаживающих эмпирических функций распределения, так и без них).

*Третий этап* «Гистограммные расчёты надежности отдельных узлов и блоков технической системы» (точечные оценки). Он предполагает расчёт показателей ВБР для отдельных элементов системы [1] по гистограммным данным из предыдущего этапа, не прибегая к структурной схеме надёжности объекта.

Четвёртый этап «Оценка ВБР всей технической системы» (комплексная оценка). Его сущность заключается в осуществлении расчёта значения ВБР для целой системы, опираясь на структурную схему надёжности (типы соединений и объемы резервных комплектов подсистем) по [1].

Пятый этап «Анализ результатов расчёта ВБР». Он заключается в обобщении полученных на четвёртом этапе результатов и может быть представлен в виде следующих подэтапов:

сглаживание результирующей гистограммы значений ВБР эрмитовым сплайном (при необходимости);

формирование точечной оценки значения ВБР, опираясь на выбранную методику усреднения (например, расчёт математического ожидания).

Шестой этап «Визуально-интерактивное моделирование» (не обязателен). Он предполагает формирование дополнительных данных о результатах применения численно-вероятностного анализа при оценке ВБР, выполняя визуализирующую и информационную функции, которые позволяют системному аналитику/специалисту по надёжности получить расширенную информацию как о методике расчёта показателя безотказной работы, так и о её параметрах для оцениваемой ТСОН.

Точность расчётов значения ВБР будет зависеть как от качества исходной статистики, так и от специфики организации вычислений. Если расчет ведётся на компьютере, а все вычисления представляются в виде гистограмм, то операция обобщения может быть произведена фактически лишь на пятом шаге [7]. Следует отметить, что для тех ТСОН, которые не имеют достаточной статистики для обоснованного формирования функций плотности, на втором этапе методики требуется осуществлять процедуру восстановления распределения. Это отдельная задача, имеющая самостоятельный научный интерес. Несмотря на то, что расчёты по данной методике имеют достаточно высокую сложность, их алгоритмическая реализация выполняется современными компьютерами за очень короткие интервалы времени (включая графическое построение гистограмм на дисплее). Повышение вычислительной точности, помимо использования специальных типов данных, может быть достигнуто за счёт механизма «длинной математики», когда требуется увеличить разрядность хранимых числовых величин.

Уточнение методики по оценке показателей надёжности радиоэлектронных компонентов и приборов с использованием гистограммных вычислений позволяет применить её при инженерных расчётах, а также для анализа проектировщиками технических систем. Вычисления с неопределенностями, к которым относится и задача расчётов показателей надёжности при ограниченном объёме информации о потоке отказов, расширяют возможности оценки и прогнозирования параметров технических систем ответственного назначения. На наш взгляд, данная методика может быть полезна и в случаях реализации технических проектов импортозамещения, ускоряя внедрение новых видов радиоэлектронных изделий и оборудования.

#### Список литературы

1. ГОСТ 27.002-89. Надежность в технике. Основные понятия. Термины и определения. М.: Издво стандартов, 1990. 24 с.

2. Добронец Б.С., Попова О.А. Численный вероятностный анализ неопределенных данных: монография. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2014. 167 с.

3. Dobronets B.S., Popova O.A. Numerical Probabilistic Ananlysis under Aleatory and Epistemic Uncertainty // 15th GAMM-IMACS Iternational Symposium SCAN'12, Book of Abstacts. Novosibirsk: Russia, Institute of Computational Technologies. 2012. P. 33–34.

4. Dobronets B.S., Popova O.A. Numerical Probabilistic Analysis under Aleatory and Epistemic Uncertainty // Reliable Computing. 2014. Vol. 19. P. 274–289.

5. Углев В.А. Проблема возрастания вклада погрешностей в методах оценки надёжности сложных технических объектов // Интеллект и наука: материалы XIII Междунар. науч. конф. Железногорск: Филиал СФУ, 2013. С. 128–129.

6. Попова О.А., Добронец Б.С., Углев В.А. Методология построения гарантированных оценок показателей надёжности для технических систем ответственного назначения // Безопасность и живучесть технических систем: материалы V Всеросс. конф. Красноярск: Сиб. федер.ун-т, 2015. С. 154–158.

7. Uglev V.A., Popova O.A., Dobronets B.S. The accuracy calculation control of reliability indices for equipment responsible appointment // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Omsk: OmGTU, 2015. P. 5–8.

## ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА ДЛЯ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА НА ДИАПАЗОН ДО 1 ГГц

## Р. Е. Черных, Н. М. Боев, А. В. Гребенников (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: professional255@sfu-kras.ru

В статье представлены этапы проектирования малогабаритного приемопередающего устройства для применения в беспилотной авиации. Отличительными особенностями разрабатываемого устройства являются: малые габариты, малая масса, использование современной элементной базы, возможность изменения параметров системы связи: несущая частота, параметры модуляции, скорость передачи командно-телеметрических данных и др. Универсальность устройства достигается за счет применения ряда различных интерфейсов. В устройстве заложены функции самодиагностики: измерения напряжений, потребляемого тока, контроль температуры.

Для того чтобы передавать телеметрические данные между беспилотным летательным аппаратом (БПЛА) и наземным комплексом управления (НКУ), а также для передачи команд управления, необходимо электронное устройство, способное эффективно выполнять данные задачи. Разрабатываемое устройство как раз предназначено для решения данных вопросов, а именно вопросов организации команднотелеметрической линии связи. Несмотря на то, что новые системы автоматического управления позволяют осуществлять полет БПЛА без наличия постоянного канала связи с наземной станцией (например, методы инерциальной навигации), тем не менее это не является основанием для полного отказа от командно-телеметрического канала связи из-за необходимости постоянного контроля за полетом летательного аппарата и внесения поправок во время полета [1].

Минимальная масса и минимальные габаритные размеры являются основными требованиями при разработке электронного устройства. Помимо этого одним из немаловажных факторов является малое энергопотребление, так как это напрямую влияет на летные характеристики БПЛА. Данное требование становится особо актуальным в случае эксплуатации оборудования на БПЛА с электрической энергоустановкой [2].



Структурная схема предлагаемой системы связи представлена на рис. 1.

Рис. 1. Структурная схема приемопередатчика

Управление системой осуществляется с помощью малогабаритного микроконтроллера серии EZR32LG230, в основе которого лежит ядро ARM Cortex-M3. Данный микроконтроллер является микросборкой – трансивер и микроконтроллер находятся в одном 64QFN-корпусе. Микроконтроллер управляет данными с интерфейсов RS 232 и RS 485, контролирует трансивер, который жестко связан с микроконтроллером через SPIинтерфейс, обрабатывает данные Ethernet, а также производит контроль температуры, напряжений и потребляемого тока через данные, приходящие с устройств – микросхемы на датчике Холла и микросхемы термодатчика, отправляющего данные по интерфейсу SPI. С помощью микроконтроллера также организуются настройки параметров системы: вид модуляции, скорость передачи данных, выбор несущей частоты и др. Система питания построена следующим образом: входное питание 9...36 В приходит на микросхему интегрального импульсного преобразователя напряжения компании Linear Technology, преобразующего входное напряжение до 5 В для питания усилителя Front-End, а также интегрального импульсного понижающего преобразователя напряжения EP-53A8HQI фирмы Altera для питания цифровой части напряжением 3,3 В. Между этими преобразователями включен датчик Холла для контроля над системой питания и аварийного её выключения. Устройство оснащено четырьмя интерфейсами: RS-232, RS-485 и Ethernet.

Радиочастотный тракт имеет следующие характеристики:

- несущая частота 879 МГц;
- чувствительность приемника до -133 дБм;
- скорость передачи данных до 1 Мбит/с;
- максимальная выходная мощность передатчика 30 дБм;
- виды модуляции 4GFSK, GFSK, GMSK, OOK;
- объем памяти 256kB Flash, 32kB RAM.

Данное устройство программируется с помощью интерфейса SWD. Программным обеспечением, используемым для прошивки микроконтроллера, является Simplicity Studio. Оно включает в себя средства, используемые для программирования любых микроконтроллеров фирмы Silicon Labs. Данное ПО похоже на аналогичный продукт – STMCube. Программирование может осуществляться на языках C/C++.

Simplicity - emptyCxxProject/src/empty_project.cp	p - Simplicity Studio	D									- X
File Help											
SILICON LABS	Si	Simplicity Studio									*
Current Product	~	✓ Tools									
EZR32LG230F64R69		···· ≻-	¢.	E <sup>nn</sup> E	<b>S</b>	<b>;</b> #	2		<i></i>	۲	
Enter product name	Si	mplicity IDE	Energy Profiler	Configurator	Radio Evaluation	Network	Application	Device Console	Fixed Function	Demos	
Favorites						Analyzer	Builder		Configuration		
✓ EZR32LG230F64R69		<b>/</b> :									
Core         Cortex M3           Flash         64 kB           RAM         32 kB	р	Flash rogrammer									Е
	~	✓ Software and Kits									
Refresh detected hardware     Detected Hardware	~		۲	Q							
No hardware detected	Do	Software cumentation	Software Examples	Application Notes	Kit Documentation						
	~	✓ Part Documentation									
		Data Sheet	Reference Manual								
	~	Resources									•
	3									C She	ow all tools
										_	
🚱 🖸 🈂 関 🔮		9 🕓							EN 🔺 😼 🗓	† 🔁 🕩 📊	20:34

Рис. 2. Главное меню Simplicity Studio

В процессе выполнения работы были разработаны: электрическая структурная схема, электрическая функциональная схема, электрическая принципиальная схема, печатная плата, спецификация и другая документация, необходимая для серийного производства изделия. Проектирование электрической принципиальной схемы и печатной платы осуществлялось в программном продукте Altium Designer. Внешний вид устройства без элементов экранирования представлен на рис. 3.



Рис. 3. Модель устройства

Список литературы

1. Боев Н.М. Анализ командно-телеметрической радиолинии связи с беспилотными летательными аппаратами // Вестник СибГАУ. № 42. С. 86–91.

2. Макаров И.В., Кокорин В.И. Комплекс управления беспилотными летательными аппаратами для дистанционного зондирования земли // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. / науч. ред. : А.И. Громыко, Г.С. Патрин; отв. за вып. А.А. Левицкий. Красноярск: ИПК СФУ, 2010. 424 с. С. 6–11.

## КОНТРОЛЬ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОЛИЗЕРОВ СОДЕРБЕРГА

Д. Р. Автахутдинов, Ю. С. Нохрин, В. П. Тен, А. И. Громыко

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: n-1769@yandex.ru

Рассмотрен способ контроля токораспределения в катодном узле алюминиевых электролизеров. Приведены результаты экспериментальных исследований предложенного способа на примере электролизеров Содерберга.

#### Введение

Неравномерность распределения тока в катодном узле приводит к снижению выхода по току ванны, возникновению трещин, возникновению протечек металла и разрушений подины, перераспределению магнитных сил в металле, снижению срока службы электролизной ванны.

Поэтому информация о величине токов, протекающих по блюмсам катодного узла, позволит разработать и внедрить меры, направленные на улучшение распределения тока в подине.

### Факторы, влияющие на неравномерность токораспределения по блюмсам

В [1, 2, 10, 11] рассмотрены основные факторы, влияющие на неравномерность и нестабильность токораспределения по блюмсам катодного узла:

• вариация взаимозависимых параметров: сопротивление переходного контакта - температура контакта «блюмс – блок»;

• изменение сопротивления токоведущих частей между соседними электролизерами на участке, расположенном между катодами этих электролизеров, возникающее при проведении технологических операций;

• изменение переходного сопротивления контакта алюминий – подина в результате изменения формы подовой настыли, количества и конфигурации осадка на подине электролизера.

Коэффициент неравномерности распределения тока в подинах может варьироваться в пределах  $K_{\rm H} = 0$ ,06 для новых ванн и достигать  $K_{\rm H} = 0,4$  перед отключением.

Среднее значение тока по блюмсам может отличаться в 1,5–3 раза, а на одном и том же блюмсе ток в отдельных случаях изменяется до 4,5 раз.

Приведенные нарушения подчеркивают важность и своевременность контроля токораспределения в катодном узле электролизера.

#### Методы контроля токораспределения

Для количественной оценки неравномерности токораспределения по блюмсам электролизера используются [2–4] среднеквадратическое отклонение, степень перегрузки каждого блюмса, коэффициенты перегрузки, таблицы (номограммы) распределения тока.

Измеряемыми параметрами для оценок принимаются токовая нагрузка на каждом блюмсе, фактический ток серии. Заданные параметры – средняя сила тока по блюмсам, номинальный ток серии электролизеров.

В настоящее время на производстве контроль неравномерности распределения тока по блюмсам в соответствии с технологической картой контроля проводится лишь в пусковой и послепусковой периоды, а также у электролизеров с разрушением подины при наличии блюмсов с нагрузкой более 6 кА.

Для нормального технологического режима работы электролизера контроль токораспределения по блюмсам не регламентируется.

Измерения осуществляются с помощью контактного измерителя постоянного тока либо косвенно, по степени перегрева блюмса с использованием портативного инфракрасного пирометра.

Измерения контактным методом являются продолжительными и трудоемкими. Погрешность метода обусловлена плохим контактом щупа с проводящей поверхностью и малым сопротивлением участка цепи, на котором измеряется падение напряжения, пропорциональное определяемому току в блюмсе.

На основе пирометрии возможно определить только пограничные состояния неравномерного токораспределения в катодных блоках.

Как следствие, контроль токораспределения носит характер выборочный, спорадический.

## Контроль токораспределения в катодных узлах алюминиевых электролизеров

Авторами предложен способ и устройство реализации контроля токораспределения по анодным штырям и блюмсам с использованием гармоник тока серии электролизеров [5–9].

В предлагаемом способе силу тока измеряют с помощью индукционных датчиков, устанавливаемых на каждый токоподводящий и/или токоотводящий элемент электролизера.

Затем определяют суммарный сигнал от всех измеренных элементов и находят коэффициент пропорциональности путем деления силы тока серии, измеренной на момент съема сигналов с датчика, на суммарный сигнал и с учетом коэффициента пропорциональности находят величину силы тока в каждом токоподводящем и/или токоотводящем элементе электролизера. Полученные значения кодируют и передают по линии связи в АСУ для принятия необходимых технологических воздействий.

## Аппаратное обеспечение контроля равномерности токораспределения в катодном узле

Для реализации способа авторами разработано устройство контроля токораспределения [7, 10] и проведены экспериментальные исследования в условиях электролизного цеха.

На рисунке представлена функциональная схема портативного устройства, реализующего предлагаемый способ контроля токораспределения по токонесущим элементам конструкции электролизера.

На рисунке введены следующие обозначения: 1 – электромагнитный датчик; 2 – шест из непроводящего ток материала; 3 – место расположения электронных узлов и источника питания устройства; 4 – ограничительная планка, обеспечивающая идентичность расположения электромагнитного датчика относительно штанги во время измерения протекающего в ней тока; 5 – ручка для управления штангой во время измерений; 6 – витая пара проводников для соединения выхода индукционного датчика с входом нормализатора входных сигналов 7; 8 – АЦП; 9 – микропроцессор; 10 – источник питания; 11 – USB-разъем для считывания накопленной информации об измеренных значениях тока в анодных штырях электролизеров, на которых выполнены измерения; 12 – кнопка «измерение», подключает сигнал с выхода АЦП к входу микропроцессора, после того как электромагнитный датчик зафиксирован на штанге, подводящей ток к анодному штырю; 13 – кнопка включения электропитания прибора.



Рис. Устройство контроля токораспределения в катодном узле алюминиевых электролизеров

Устройство контроля токораспределения в катодном узле алюминиевого электролизера работает следующим образом.

В исходном положении выход электромагнитного датчика 1 соединен с входом нормализатора 7 с помощью витой пары проводников 6. Выход нормализатора 7 подключен к входу АЦП 8, выход которого через кнопку 12 подключен к микропроцессору 9. Перед началом измерений кнопкой 13 включают электропитание прибора. С помощью шеста 2 подносят электромагнитный датчик 1 к блюмсу катодного узла. Расположение датчика фиксируют с помощью ограничительной планки 4, обеспечивая идентичность расположения электромагнитного датчика относительно блюмсов во время измерения протекающего в них тока. После того как электромагнитный датчик 1 зафиксирован на блюмсе, нажимают кнопку «измерение», в результате сигнал с выхода электромагнитного датчика 1, пропорциональный силе тока в блюмсе, поступает на вход нормализатора входных сигналов 7, который обеспечивает необходимую фильтрацию, усиление и согласование сигнала по уровню с входом АЦП 8 для преобразования в цифровой код. Преобразованный в АЦП 8 цифровой сигнал поступает на микропроцессор 9, который вычисляет ток, протекающий через блюмс. Измеренные показания тока в каждом блюмсе записывают в память микропроцессора. По окончании замеров полученные данные переносят в АСУ ТП через USB-разъем, необходимую для технологов информацию выводят на дисплей и/или печать в виде графика.

#### Выводы

Использование индукционного датчика позволяет с приемлемой для технологического процесса погрешностью измерять величину силы тока в каждом токоотводящем элементе электролизера и решить задачу по обеспечению равномерного токораспределения по блюмсам катодного узла и, как следствие, устранить ряд технологических нарушений процесса электролиза алюминия.

#### Список литературы

<sup>1.</sup> Металлургия алюминия. Технология, электроснабжение, автоматизация: учеб. пособие для вузов. 3-е изд., перераб. и доп. / Г.В. Галевский, Н.М. Кулагин, М.Я. Минцис, Г.А. Сиразутдинов. М.: Флинта; Наука, 2008. 529 с.

2. Минцис М. Я., Крюковский В.А., Галевский Г. В. Влияние схемы ошиновки на распределение тока в подине алюминиевого электролизера // Сб. докладов VI Междунар. конгресса «Цветные металлы и минералы». Красноярск, 2014. С. 396–401.

3. Баженов А.Е., Венков Г.А., Петров Д.С. Влияние распределения тока на качество обжига электролизеров // Цветные металлы. 1984. № 3. С. 47–49.

4. Громыко А.И., Соболев А.Н., Тен В.П. Мониторинг технологических параметров алюминиевого электролизера // Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2011615948, зарегистр. в Реестре программ для ЭВМ, 29 июля 2011 г.

5. Пат. № 2371524 Российская Федерация. Способ контроля токораспределения в алюминиевых электролизерах / А.И. Громыко, А.М. Ситников; от 27.10.2009 г.

6. Пат. № 2401325 Российская Федерация. Устройство контроля токораспределения в анодном узле алюминиевых электролизеров / А.И. Громыко, Ю.И. Никитин, В.П. Тен, Ю.В. Моисеев, Н.В. Марков, А.Е. Голыня; от 10.10.2010 г.

7. Пат. № 2484183 Российская Федерация. Устройство контроля токораспределения в алюминиевых электролизерах / А.И. Громыко, И.Е. Нефедов, В.П. Тен; от 10.06.201 Зг.

8. Громыко А.И., Нефедов И.Е., Тен В.П. Способ контроля токораспределения в анодном и катодном узлах алюминиевых электролизеров // Сб. докладов VI Междунар. конгресса «Цветные металлы и минералы». Красноярск, 2014. С. 384–390.

9. Громыко А.И., Шайдуров Г.Я. Автоматический контроль технологических параметров алюминиевых электролизеров. Красноярск: Изд-во Краснояр. ун-та, 1984. 240 с.

10. Левшина Е.С., Новицкий П.В. Электрические измерения физических величин: (Измерительные преобразователи): учеб. пособие для вузов. Л.: Энергоатомиздат, 1983. 320 с.

11. Закс Л. Статистическое оценивание / пер. с нем. В.Н. Варыгина ; под ред. Ю.П. Адлера, В.Г. Горского. М.: Статистика, 1976. 598 с., ил.

## КОНТРОЛЬ АКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ И ОБРАТНОЙ ЭДС АЛЮМИНИЕВОГО ЭЛЕКТРОЛИЗЕРА

И. Е. Нефедов, В. П. Тен, А. И. Громыко

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: n-1769@yandex.ru

Рассмотрена система контроля комплексного сопротивления электролизера, позволяющая автоматически определять активное сопротивление, обратную ЭДС, электрическую емкость и концентрацию глинозема в электролите.

## Введение

Основные задачи производства алюминия: повышение производительности (выхода по току) электролизера, сокращение расхода электроэнергии и вредных выбросов в окружающую среду. Для решения этих задач необходимы автоматизированные средства управления технологическим процессом, создание которых тормозится из-за недостатка средств автоматического измерения и контроля наиболее важных технологических параметров алюминиевых электролизеров: комплексного и активного сопротивления, обратной ЭДС, емкости анод – электролит и концентрации глинозема в электролите – в реальном масштабе времени.

## Исследование

Обратная ЭДС и активное сопротивление электролизера связаны с такими технологическими параметрами, как концентрация глинозема в электролите, межполюсное расстояние (МПР), состав электролита и др.

На рис. 1 представлен график зависимости изменения обратной ЭДС (**E**), приведенного напряжения (U) и активного сопротивления электролизера (R) от концентрации глинозема в электролите. В реальных условиях на электролизерах с анодами Содерберга величина обратной ЭДС может изменяться на 50 % (затемненная область), а величина сопротивления электролизера – на 20 % [8].



Рис. 1. Зависимости изменения обратной ЭДС (Е), приведенного напряжения (U) и активного сопротивления электролизера (R) от концентрации глинозема в электролите

Следовательно, неконтролируемые значения обратной ЭДС сильно влияют на результат измерения рабочего (приведенного) напряжения электролизной ванны и на результат регулирования МПР. Сотрудниками СФУ предложен способ измерения комплексного сопротивления электролизера с последующим вычислением активного сопротивления и обратной ЭДС.

Величину комплексного сопротивления электролизера определяем по результатам измерения переменной составляющей падения напряжения на электролизере и тока, вызвавшего это падение напряжения. Существующие схемы выпрямления тока серии обуславливают наличие гармоник, кратных 50 Гц. Наибольшее амплитудное значение имеют гармоники 300 Гц, 600 Гц, 1200 Гц [1–3]. Комплексное сопротивление на гармонике можно найти из равенства

$$\dot{Z} = \frac{U}{I}e^{i\theta} = R_a + jX_L - jX_c.$$
(1)

Поскольку точно измерить фазовый сдвиг между током и напряжением на выбранной гармонике тока серии является сложной технической задачей в условиях электролизного цеха, составляющие комплексного сопротивления можно найти из решения системы трех уравнений [5, 7]:

$$Z_{1} = \sqrt{R^{2} + \left(\omega_{1}L - \frac{1}{\omega_{1}C}\right)^{2}} = \frac{U_{1}}{I_{1}},$$

$$Z_{2} = \sqrt{R^{2} + \left(2\omega_{1}L - \frac{1}{2\omega_{1}C}\right)^{2}} = \frac{U_{2}}{I_{2}},$$

$$Z_{3} = \sqrt{R^{2} + \left(4\omega_{1}L - \frac{1}{4\omega_{1}C}\right)^{2}} = \frac{U_{3}}{I_{3}},$$
(2)

где индексы 1, 2, 3 соответствуют измерениям на частотах 300 Гц, 600 Гц, 1200 Гц, напряжения U и тока I, протекающего через электролизер. Решение системы уравнений дает значения величин  $R_1 = R_a$ , L и C электролизера. После определения сопротивления величину обратной ЭДС определяют из формулы

$$R_a = \frac{U_{\circ} - E_0}{I_c} \,. \tag{3}$$

Далее значение обратной ЭДС можно использовать как в алгоритмах управления электролизной ванной, так и контролировать концентрацию глинозема в электролите по отношению величин обратной ЭДС и падения напряжения на активном сопротивлении электролизной ванны [5]:

$$n = \frac{E_0}{I_C * R_a}.$$
(4)

По величине безразмерного коэффициента *n* можно судить о концентрации глинозема в электролите:

при  $n \le 0.5$  – большая концентрация (4–6 %),

 $0,5 \le n \le 0,65$  – номинальная концентрация (2–4 %),

 $n \ge 0,65 -$ критическая концентрация (менее 2 %).

Полученное значение активного сопротивления из системы уравнений можно использовать для вычисления межполюсного расстояния **к**, мм, из формулы

$$R_a = \left(\frac{\rho_n * h}{S} + R_k\right),\tag{5}$$

где  $R_a$  – активное сопротивление промежутка анод-катод электролизера;  $R_k$  – активное сопротивление токоподводящих узлов электролизера;  $\rho_n$  – удельное сопротивление электролита в зависимости от концентрации; h – МПР; S – площадь зеркала электролита [3]. Работоспособность данного метода была экспериментально подтверждена на КрАЗе. Из системы уравнений определены: активное сопротивление, обратная ЭДС, МПР, концентрация глинозема и характер изменения данных параметров во времени (рис. 2).



Рис. 2. Графики зависимостей, полученные на реальном электролизере

Для реализации измерительной системы (RCL) разработан автономный блок съема и передачи информации, структурная схема которого изображена на рис. 3.



Рис. 3. Структурная схема автономного блока съема и передачи информации

Сигнал с электролизера поступает на вход АЦП через входные узкополосные фильтры-усилители. С выхода АЦП оцифрованный сигнал поступает на микропроцессор, где проходит дополнительную обработку цифровой фильтрации и через контроллер ввода-вывода, по радиоканалу или через USB-порт передается в систему сбора и обработки информации.

## Заключение

Использование разработанного блока контроля R,C, L электролизера позволит:

•непрерывно в режиме реального времени измерять и контролировать изменение активного сопротивления, обратной ЭДС и межполюсного расстояния электролизной ванны;

•непрерывно контролировать изменение концентрации глинозема в электролите;

•оптимизировать процесс электролиза по минимуму потребления электроэнергии как за счет поддержания заданной величин  $R_a$  и  $E_0$ , так и за счет сокращения количества анодных эффектов;

•непрерывно в режиме реального времени контролировать объём металла;

•стабилизировать форму рабочего пространства, что обеспечит увеличение продолжительности срока службы электролизных ванн.

Реализация контроля  $R_a$  и  $E_0$  дает возможность улучшить экологическую обстановку на территории, примыкающей к алюминиевым заводам, и условия работы в цехах электролиза алюминия, а также данный метод целесообразно использовать для оснащения разрабатываемых новых перспективных электролизеров на инертных анодах, где очень жесткие требования предъявляются именно к контролю концентрации глинозема в электролите [6].

#### Список литературы

1. Громыко А.И., Шаповалов А.В. Измерение комплексного сопротивления электролизера // Цветные металлы. 1983. № 1. С. 40–42.

2. Экспериментальная оценка измерения обратной ЭДС алюминиевого электролизера / А.И. Громыко, В.И. Заливной, С.П. Анисов [и др.] // Цветные металлы. 1985. № 8. С. 64–66.

3. Графов Б.М., Укше Е.А. Электрохимические цепи переменного тока. М.: Наука, 973. 376 с.

4. А.с. № 1463808. Устройство контроля активного сопротивления и обратной ЭДС алюминиевого электролизера / А.И. Громыко, Г.М. Зограф, В.Х. Манн. Опубл. в Б.И., 1989, № 9.

5. Пат. № 2057823 Российская Федерация. Способ контроля технологических параметров алюминиевых электролизеров / А.И. Громыко, Г.М. Зограф, В.Д. Моргалюк. Опубл. в Б.И., 1996. № 10.

6. Nickel Ferrite Cermets as inert Anodes for Aluminum Electrolysis 2010. Kingston Process Metallurgy Inc. 1079 Pembridge Crescent, Kingston, ON CANADA K7P 1P24.

7. Громыко А.И., Нефёдов И.Е. Измерение составляющих комплексного сопротивления электролизера // Сб. докладов Междунар. конф. «АЛЮМИНИЙ СИБИРИ-2012», 10–12 сент. 2012 года. С. 152– 153.

8. Металлургия алюминия / Ю.В. Борисоглебский, Г.В. Галевский, Н.М. Кулагин, М.Я. Минцис, Г.А. Сиразутдинов. Новосибирск: Наука, Сиб. издат. фирма РАН, 1999. 437 с.

## ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ ДАТЧИК ДЛЯ КОНТРОЛЯ ТОКОРАСПРЕДЕЛЕНИЯ В АНОДНОМ И КАТОДНОМ УЗЛАХ АЛЮМИНИЕВЫХ ЭЛЕКТРОЛИЗЕРОВ

В. П. Тен, А. И. Громыко

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: n-1769@yandex.ru

Рассмотрен электромагнитный датчик для контроля токораспределения в анодном и катодном узлах алюминиевых электролизеров. Приведены результаты экспериментальных исследований на электролизерах Содерберга.

#### Введение

Одной из нерешенных до настоящего времени задач повышения эффективности процесса электролиза алюминия является контроль токораспределения по токоведущим элементам электролизера.

Отсутствие приемлемых для производства средств контроля токораспределения создает значительные сложности в разработке оптимальных регламентов обслуживания анодного и катодного узлов, что отрицательно сказывается на стабильности технологического процесса электролиза алюминия и сокращении времени между капитальными ремонтами электролизера.

В частности, неравномерность распределения тока в катодном узле приводит к снижению выхода по току ванны, возникновению трещин, возникновению протечек металла и разрушений подины, перераспределению магнитных сил в металле, снижению срока службы электролизной ванны.

Поэтому информация о величине токов, протекающих по блюмсам катодного узла, позволит разработать и внедрить меры, направленные на улучшение распределения тока в подине.

#### Методы контроля токораспределения

Для количественной оценки неравномерности токорапределения по токоведущим элементам электролизера используются среднеквадратическое отклонение, степень перегрузки каждого штыря или блюмса, коэффициенты перегрузки, таблицы (номограммы) распределения тока.

Измеряемыми параметрами для оценок принимаются: токовая нагрузка на каждом элементе; средняя сила тока, фактический ток серии. Заданные параметры: номинальная сила тока по штырям и блюмсам, номинальный ток серии электролизеров.

В настоящее время на производстве контроль распределения тока по анодным штырям преимущественно осуществляют методом «Вилки» и с помощью токоизмерительных клещей типа КЭИ-5 на основе датчика Холла с диапазоном измерения от 0 до 5 000 А.

В обоих случаях процесс измерения продолжительный и трудоемкий; кроме того, измерения токовыми клещами в штырях, прилегающих к торцам анода, дают значительную погрешность из-за влияния тока в анодных спусках.

Погрешность измерения методом «Вилки» обусловлена плохим контактом щупа с боковой поверхностью штыря и малым сопротивлением участка цепи, на котором измеряется падение напряжения, пропорциональное определяемому току в штыре.

Контроль неравномерности распределения тока по блюмсам в соответствии с технологической картой контроля проводится лишь в пусковой и послепусковой периоды, а также у электролизеров с разрушением подины при наличии блюмсов с нагрузкой более 6 кА. Для нормального технологического режима работы электролизера контроль токораспределения по блюмсам не регламентируется.

Измерения осуществляются с помощью контактного измерителя постоянного тока либо косвенно, по степени перегрева блюмса с использованием портативного инфракрасного пирометра.

Измерения контактным методом являются продолжительными и трудоемкими. Погрешность метода обусловлена плохим контактом щупа с проводящей поверхностью и малым сопротивлением участка цепи, на котором измеряется падение напряжения, пропорциональное определяемому току в блюмсе.

На основе пирометрии возможно определить только пограничные состояния неравномерного токораспределения в катодных блоках.

Как следствие, контроль токораспределения носит характер выборочный, спорадический.

## Способ контроля токораспределения в катодных узлах алюминиевых электролизеров

Авторами предложен способ и устройство контроля токораспределения по анодным штырям и блюмсам с использованием гармоник тока серии электролизеров [1–3].

Рассмотрим возможность использования для автоматического контроля гармоник тока серии.

Для питания электролизеров типа C-8БМ используются 6-фазные мостовые выпрямители. Схема состоит из двух параллельно соединенных 3-фазных выпрямителей, силовые трансформаторы которых включены «звездой» и «треугольником», в результате чего на выходе преобразователя возникают пульсации тока серии.

В работе [4] исследованы амплитудно-частотные характеристики тока промышленных электролизеров.

Теоретический вид напряжения тока серии представлен следующим выражением:

$$U_{s}(t) = \frac{12}{\pi} 0,26U_{s} \left[ \frac{1}{2} + \frac{1}{11 \cdot 13} \cos(12\omega_{1}t) - \dots \frac{(-1)^{n}}{(12n-1)(12n+1)} \cos(n12\omega_{1}t) \right],$$

где  $\omega_1$  – угловая частота первой гармоники, n = 2, 3...

Наибольшей амплитудой в спектре обладает гармоническая составляющая с частотой 600 Гц.

При чисто активной нагрузке и шестифазном двухполупериодном выпрямлении тока уровень пульсаций достигает 3 % от величины выпрямленного значения. Активноиндуктивное сопротивление ошиновки серии электролизеров снижает уровень пульсаций до 1–2 % этой величины, что достаточно для контроля токораспределения в анодном и катодном узлах электролизера.

В соответствии с ГОСТ 13109–97 нормально допустимые отклонения частоты 600 Гц будут находиться в пределах +/- 2,4 Гц.

Приведенные данные показывают, что в качестве информативного параметра для контроля токораспределения возможно использовать гармоническую составляющую частотой 600 Гц.

В предлагаемом способе измерения силы тока производятся с помощью индукционных датчиков, последовательно устанавливаемых на каждый токоподводящий и/или токоотводящий элемент электролизера.

Затем определяется суммарный сигнал от всех измеренных элементов и находится коэффициент пропорциональности путем деления силы тока серии, измеренной на мо-

мент съема сигналов с датчика, на суммарный сигнал и с учетом коэффициента пропорциональности находится величина силы тока в каждом токоподводящем и/или токоотводящем элементе электролизера. Полученные значения кодируют и передают по линии связи в АСУ для принятия необходимых технологических воздействий.

Для реализации способа авторами разработан электромагнитный датчик контроля токораспределения [5] и проведены экспериментальные исследования в условиях электролизного цеха.

ЭДС на выходе индукционного датчика описывается выражением [6]:

$$E(t) = \omega w SB \sin(\omega t)$$

где  $\omega$  – частота изменения переменного магнитного поля; w – количество витков катушки индукционного преобразователя; B – индукция магнитного поля; S – площадь поперечного сечения катушки.

Магнитная индукция для проводника с током *I* определяется в соответствии с законом Био-Савара-Лапласа:

$$\vec{B} = \int_{l} \frac{\mu \mu_{0}}{4\pi} \times \frac{I[dl, r]}{r^{3}},$$

где  $\mu$  – магнитная проницаемость среды;  $\mu_0$  – магнитная постоянная; r – расстояние от элемента проводника dl с током I до точки измерения.

Таким образом, ЭДС на выходе индукционного датчика пропорционально току, протекающему в проводнике.

На рис. 1 представлена экспериментально измеренная форма сигнала на выходе индукционного датчика.



Рис. 1. Форма сигнала на выходе индукционного датчика на центральной частоте 600 Гц

# Экспериментальные исследования индукционного датчика на электролизерах Содерберга

Измерения токораспределения по блюмсам электролизеров с самообжигающимся анодом проводились на ОАО «КрАЗ», корпус 5, электролизеры № 585, 586.

Результаты измерений приведены на рис. 2, 3.

Средние значения напряжений по блюмсам электролизеров № 586, 585 составляют  $U_{cp}(586) = 266,9 \text{ мB}, U_{cp}(585) = 276,9 \text{ мB}.$ 



Рис. 2. Значения измеренного напряжения с индукционного датчика по блюмсам электролизера № 586





Проверка о равенстве двух выборочных средних по двум электролизерам с применением t-критерия [7] с уровнем значимости 0,05 и числом степеней свободы 58 позволила принять нулевую гипотезу для расчетной t-статистики 0,106 и t критического двухстороннего 2,002.

Приведенные данные подтверждают сходимость результатов измерений, выполненных независимо на двух электролизерах.

Из графиков видно, что на блюмсах, расположенных близко к выходным торцам электролизеров, наблюдаются завышенные значения показаний измеренного напряжения индукционного датчика. Это можно объяснить высокой напряженностью магнитного поля в выходных торцах электролизеров и конструктивным расположением токопроводящих шин. Для нейтрализации влияния стороннего магнитного поля необходимо конструкцию индукционного датчика дополнить компенсационной катушкой.

Данное устройство позволяет проводить экспресс-контроль по отдельным токоподводящим и токоотводящим элементам электролизера (анодные штыри, блюмсы).

С помощью переносного устройства время измерения величины тока на всех 30 блюмсах составляет 10–15 мин.

#### Выводы

Использование индукционного датчика позволяет с приемлемой для технологического процесса погрешностью измерять величину силы тока в каждом токоподводящем и токоотводящем элементе электролизера и решить задачу по обеспечению равномерного распределения тока по телу анода, контролировать неравномерность токораспределения по блюмсам катодного узла и, как следствие, устранить ряд технологических нарушений процесса электролиза алюминия.

#### Список литературы

1. Пат. № 2401325 Российская Федерация. Устройство контроля токораспределения в анодном узле алюминиевых электролизеров / А.И. Громыко, Ю.И. Никитин, В.П. Тен, Ю.В. Моисеев, Н.В. Марков, А.Е. Голыня. 10.10.2010 г.

2. Пат. № 2484183 Российская Федерация. Устройство контроля токораспределения в алюминиевых электролизерах / А.И. Громыко, И.Е. Нефедов, В.П. Тен. 10.06.2013 г.

3. Громыко А.И., Нефедов И.Е., Тен В.П. Способ контроля токораспределения в анодном и катодном узлах алюминиевых электролизеров // Журн. Сиб. федер. ун-та. Сер. Техника и технологии. Красноярск. 2015. 8 (4). С. 447–456.

4. Громыко А.И., Шайдуров Г.Я. Автоматический контроль технологических параметров алюминиевых электролизеров. Красноярск: Изд-во Краснояр. ун-та, 1984. 240 с.

5. Пат. № 2584059 Российская Федерация. Устройство контроля токораспределения в алюминиевых электролизерах / А.И. Громыко, И.Е. Нефедов, В.П. Тен. 20.05.2016 г.

6. Левшина Е.С., Новицкий П.В. Электрические измерения физических величин: (Измерительные преобразователи): учеб. пособие для вузов. Л.: Энергоатомиздат, 1983. 320 с.

7. Закс Л. Статистическое оценивание / пер. с нем. В.Н. Варыгина; под ред. Ю.П. Адлера, В.Г. Горского. М.: Статистика, 1976. 598 с.

## Секция «СВЧ-ТЕХНОЛОГИИ, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА»

## ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ЧИСЛЕННОГО РЕШЕНИЯ ПАРАБОЛИЧЕСКОГО ВОЛНОВОГО УРАВНЕНИЯ

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

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40 E-mail: ayup63@mail.ru

Предложены способы повышения точности расчета поля с использованием симметричных разностных схем и при использовании метода быстрого преобразования Фурье с расщеплением. Проведена оптимизация традиционной схемы Кранка – Николсон путем задания весовых коэффициентов, обеспечивающих минимум СКО расчета поля. Предлагается простой способ вычисления коэффициентов передачи гармоник ряда Фурье для использования при численном решении параболического волнового уравнения. Проведено сравнение с результатами тестовых расчетов, показавшее, что возможно уменьшение СКО расчета даже в несколько раз почти без увеличения вычислительных затрат.

Одним из наиболее популярных методов исследования характеристик радиоволн является метод параболического уравнения (ПУ) [1]:

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

где  $U(x, y, z) = E(x, y, z) \exp(-ikx)$  – комплексная огибающая напряженности E(x, y, z)электрического поля заданной поляризации, распространяющегося преимущественно в направлении оси Ox в среде с относительной диэлектрической проницаемостью  $\mathcal{E}(x, y, z)$ . Сначала ради простоты рассмотрим двумерное ПУ, исключив переменную z.

#### Схема Кранка – Николсон

Схема Кранка – Николсон (КН) является симметричной разностной схемой (СНС) первого порядка, её используют при решении ПУ в пространственных областях (пространственные частоты, то есть плоские волны). Неизвестные значения поля  $U_j(x + \Delta x)$  находят в результате решения системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) с соответствующими граничными условиями

$$\left(1 - 2\sum_{m=1}^{r} a_{m}\right) U_{j}(x) + \sum_{m=1}^{r} a_{m} \left[U_{j-m}(x) + U_{j+m}(x)\right] =$$

$$= \left(1 - 2\sum_{m=1}^{r} a_{m}^{*}\right) U_{j}(x + \Delta x) + \sum_{m=1}^{r} a_{m}^{*} \left[U_{j-m}(x + \Delta x) + U_{j+m}(x + \Delta x)\right], \qquad 0 \le j \le N,$$

$$(2)$$

где *a<sub>j</sub>* – заданные весовые коэффициенты; звездочка – знак комплексного сопряжения. Экономный метод решения СЛАУ – это метод прогонки, то есть цифровой фильтрации [2].

Частотная характеристика (ЧХ) (комплексный коэффициент передачи такого фильтра для плоской волны, распространяющейся в направлении  $(\mathbf{x}+\beta \mathbf{y})$ )

$$K(\beta) = \frac{1 - 2a_1(1 - \cos(jk\beta\Delta y))}{1 - 2a_1^*(1 - \cos(jk\beta\Delta y))}$$
(3)

при  $N \to \infty$  отличается от эталона  $K_o(\beta) = \exp(-0, 5ik\beta^2 x)$ , реализующего точное решение ПУ.

Модули  $K(\beta)$  и  $K_o(\beta)$  совпадают, но фазовая частотная характеристика (ФЧХ)  $\varphi(\beta) = \arg(K(\beta))$  существенно отличается от эталонной, параболической  $\varphi_o(\beta) = -0,5ik\beta^2 x$  при любых значениях коэффициентов  $a_j$ .

В данной работе проводится повышение точности схемы КН за счет более обоснованного выбора значении q весовых коэффициентов. Реально существенный выигрыш можно получить в области малых значений  $\beta$ . Поэтому оптимальными значениями коэффициентов  $a_j$  считаем такие, которые обеспечивают равенство низших производных  $d^s \varphi(\beta) / d\beta^s$  при  $\beta$ =0 для анализируемой и эталонной схем вплоть до *s*=4.

Описанным способом получено значение

$$a_1 = \frac{1}{12} + i \frac{\Delta x}{2k\Delta y^2},\tag{4}$$

которое отличается от обычного весового коэффициента лишь добавлением фиксированной действительной части. Однако с этим коэффициентом ФЧХ (рис. 1, кривая 3) улучшается, при этом, как и следовало ожидать, в области малых углов ошибка уменьшается на один-два порядка. Здесь  $\beta_{max} = \lambda/(2\Delta y)$ .

Фазовая частотная характеристика такой оптимальной трехточечной СРС в области больших углов несколько лучше ФЧХ схемы КН, но величина фазовых ошибок остается недопустимо большой. Отличие на несколько порядков наблюдается в области малых значений  $\beta$ . Именно эти волны вносят основной вклад при формировании поля в дальней зоне передающей антенны. В этом смысле схема КН имеет определенное пре-имущество перед методом БПФ, так как требует меньших вычислительных затрат.

Более объективным показателем является среднеквадратическая ошибка расчета поля при заданном энергетическом спектре волн на входе. Предполагалось, что он имеет гауссовскую форму с нулевым средним значением и СКО, равным  $\sigma_{cn}$ . Такая зависимость представлена на рис. 2, где видно, что использование оптимальной СРС вместо традиционной может уменьшить СКО расчета поля даже в несколько раз без всяких дополнительных вычислительных затрат, однако при условии, что шаг квантования  $\Delta y$  хотя бы в 2 ... 4 раза меньше того, что требуется из теоремы отсчетов.





1 – схема КН; 2 – оптимальная схема КН

## Метод быстрого преобразования Фурье с расщеплением

Одним из популярных численных методов решения ПУ является метод быстрого преобразования Фурье (БПФ) с расщеплением [1]:

$$\mathbf{u}(x + \Delta x) = \mathbf{L}\mathbf{E}\mathbf{F}^{-1}\mathbf{\Lambda}\mathbf{F}\mathbf{u}(x), \qquad (5)$$

где  $\mathbf{u}(x)$  и  $\mathbf{u}(x+\Delta x)$  – векторы-столбцы N отсчетов поля в узлах прямоугольной сетки с ячейками  $\Delta x \cdot \Delta y$  на расстояниях x и  $\Delta x$  от источника соответственно;  $\mathbf{F}$  и  $\mathbf{F}^{-1}$  – матрицы прямого и обратного БПФ;  $\Lambda$  – диагональная матрица коэффициентов передачи для гармоник ряда Фурье (плоских волн);  $\mathbf{E}$  – диагональная матрица, учитывающая неоднородности среды;  $\mathbf{L}$  – диагональная матрица, описывающая искусственный поглощающий слой.

Элементы матрицы **Л** находят путем формального использования уравнения плоской волны в приближении Френеля:

$$\Lambda_{ij} = \exp(-0.5ik\beta_j^2 \Delta x). \tag{6}$$

В данной работе проводится поиск таких значений  $\Lambda_{jj}$ , которые обеспечивают минимальную величину среднеквадратической ошибки (СКО) расчета поля при распространении в свободном пространстве ( $\varepsilon = 1$ ) без использования поглощающего слоя.

Пусть на входе области расчета (на оси Oy) имеется плоская волна, распространяющаяся под углом  $\beta$  (её значения в углах сетки при х=0 считаются известными). В идеале на любом расстоянии x от источника также должна быть единственная плоская волна. При использовании алгоритма (5) это условие выполняется лишь для конечного числа волн с углами распространения

$$\beta_{j} = \pm 2j\beta_{\max}/N, \quad 0 \le j \le N/2, \tag{7}$$

где  $\beta_{\text{max}} = \lambda/2\Delta y$  – максимальное значение угла на основании теоремы отсчетов.

Для остальных волн возникают амплитудные и фазовые ошибки и, как следствие, модуль ошибки при расчете коэффициента передачи для данной плоской волны растет с увеличением расстояния и угла  $\beta$ . Это связано с тем, что при использовании алгоритма (5) на входе учитывается не бесконечная плоская волна, а лишь ее отрезок длиной, равной протяженности *H* области расчета по координате *y*.

Для поиска соответствующих этой ситуации значений  $\Lambda_{jj}$  используем геометрическую модель, изображенную на рис. 3. На расстояниях *x*, для которых радиус первой зоны Френеля  $\sqrt{x\lambda}$  намного меньше протяженности области расчета *H*, усеченная плоская волна почти не изменяет своей формы и на расстоянии  $x_{\text{вых}}(\beta) \approx H/\beta$  полностью выходит из области расчета. Поэтому вместо (6) предлагаем использовать приближенное выражение  $\Lambda_{ji} = K(\beta_i)$ ,

где

$$K(\beta_{j}) = \begin{cases} \left(1 - x / x_{\text{вых}}\left(\beta_{j}\right)\right) \exp(-0.5ik\beta_{j}^{2}\Delta x), & x < x_{\text{вых}}\left(\beta_{j}\right), \\ 0, & x \ge x_{\text{вых}}\left(\beta_{j}\right). \end{cases}$$
(8)

Для проверки этого предположения проведены тестовые расчеты, в которых поперечный размер области расчета много больше *H*, то есть эту область можно считать безграничной даже без применения искусственных поглощающих слоев. Исследования проводились для усеченных плоских волн на входе при  $\beta = \beta_j$ . Результаты вычислений представлены на рис. 4, где обозначено  $x_{max} = x_{вых} (\beta_{max})$ .
Из рис. 4 видно, что для большинства углов аппроксимация (8) существенно точнее, чем традиционная формула (6), в соответствии с которой всегда  $|\Lambda_{ii}| = 1$ .

При анализе данных результатов необходимо иметь в виду следующее. При усечении плоской волны появляется множество других гармоник, которые в существующей схеме никак не учитываются, что является еще одной причиной появления ошибок при расчете поля.

В тестовом расчете наличие этих гармоник учитывается, и оцененные при тестовых расчетах СКО суммарной ошибки приведены на рис. 4. Здесь выигрыш при больших значениях β может составлять десятки и даже сотни процентов.



Рис. 3. Схема распространения усеченной плоской волны



Рис. 4. Зависимости СКО при вычислении значений поля для традиционного (сплошная линия) и предлагаемого (пунктирная линия) методов от угла падения усеченной плоской волны при различных отношениях; *х/х<sub>max</sub>=*0.39; 0.78; 1.95

Исходя из тех же геометрических представлений, для трехмерного ПУ (1) при  $\Delta y = \Delta z$ ,  $H_y = H_z$  по аналогии с (8) можно предложить следующее значение коэффициента передачи плоской волны при углах ее распространения  $\alpha$  и  $\beta$ :

$$\Lambda_{ii,mn} = K(\alpha_i) \cdot K(\beta_m). \tag{9}$$

### Заключение

Применение предложенной оптимальной СРС первого порядка вместо традиционной схемы Кранка – Николсон предоставляет возможность существенно повысить точность расчета поля. Однако данные не готовы для практического использования, поскольку не был учтен ряд существенных факторов (ограничение области расчета в направлении поперек трассы, которое приводит к появлению новых спектральных составляющих, которые не были учтены; проблема введения граничных условий [3]).

Предложен простой способ вычисления коэффициентов передачи гармоник ряда Фурье для численного решения ПУ методом БПФ. При этом точность вычисления значений поля повышается на десятки и даже сотни процентов без изменения алгоритма вычисления и практически без всякого увеличения вычислительных затрат.

#### Список литературы

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

2. Самарский А.А. Введение в теорию разностных схем. М.: Наука, 1971.

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

## ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДЛЯ ОБРАБОТКИ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ МАТЕРИАЛОВ В ПРЯМОУГОЛЬНОМ МНОГОМОДОВОМ РЕЗОНАТОРЕ

Е. П. Артемова, Д. Ю. Гаврилов, Т. Д. Кочеткова (научный руководитель)

Томский государственный университет 634050, г. Томск, пр. Ленина, 36 E-mail: artemova-kate@yandex.ru

В работе рассмотрен метод измерения комплексных электрофизических характеристик материалов в прямоугольном многомодовом резонаторе. Предложен способ измерения, основанный на записи всего спектра колебаний сразу с последующей программной обработкой, позволяющий сократить время измерения в 5–7 раз без увеличения погрешности. Представлено разработанное программное обеспечение.

На сегодняшний день большое количество работ связано непосредственно с исследованием характеристик различных материалов. В Томском государственном университете на радиофизическом факультете, кафедре радиоэлектроники, проводятся измерения комплексных диэлектрической и магнитной проницаемости материалов. Например, исследуются композиционные материалы на основе гексаферритов и углеродных наноматериалов [5], а также природные материалы, такие как дерево, почвы [6].

Измерения электрофизических характеристик проводятся разнообразными методами в зависимости от объёма образца и диапазона частот. На СВЧ отлаженным и широко распространённым является резонансный метод в прямоугольном многомодовом резонаторе. Обработка результатов для расчета спектра комплексных диэлектрической и магнитной проницаемости материалов занимает много времени, поскольку расчеты производятся отдельно для каждой частотной точки, а точек в существующем наборе резонаторов свыше 20.

Можно сказать, что существование удобного программного обеспечения для обработки результатов измерения параметров в прямоугольном многомодовом резонаторе является важным моментом для удобства измерения и повышения эффективности процесса. Особенно это актуально для больших серий измерений для разных материалов с вариациями физических свойств (влажность, плотность) и состава.

Для оптимизации процесса расчетов разрабатывается программное обеспечение (ПО), которое позволяет более быстро и удобно обрабатывать результаты измерения параметров в прямоугольном многомодовом резонаторе для расчета частотной зависимости комплексных диэлектрической и магнитной проницаемости материалов.

Рассмотрим метод измерения. На рис. 1, *а* представлен прямоугольный объемный резонатор в виде замкнутой металлической полости. Измерения проводятся на колебаниях типа  $H_{01q}$ , где q – индекс колебания (целое число полуволн, укладывающихся на длине резонатора).



Рис. 1. Прямоугольный объемный резонатор [7] (а) и схема измерений (б)

Резонатор подключается к векторному анализатору цепей E8363B AgilentTechnologies (рис. 1,  $\delta$ ), и производится измерение и запись в файл частотной зависимости параметра  $S_{22}$  матрицы рассеяния пустого резонатора и с образцом.

В наборе резонаторов, используемых в Центре коллективного пользования «Центр радиоизмерений ТГУ», резонаторы имеют амплитудно-частотную характеристику из 7-8 мод каждый. Пример одного такого спектра, измеренный на векторном анализаторе цепей AgilentTechnologies, приведён на рис. 2.



Рис. 2. Измеренные значения параметра S22 для резонатора 23×10×250 мм<sup>3</sup>

Мы предлагаем измерять полный спектр при числе точек 12 000. Этого достаточно для подробной прорисовки каждой моды, время записи составляет порядка 1 мин и не требует перестройки частотного диапазона.

Программа может разбить полученную зависимость на участки, содержащие отдельные моды, и провести расчёт по каждой из них.

Также в программе есть стандартная функция увеличения масштаба графика. При расчете для полного спектра мод это очень удобно, можно более детально изучить график.

Алгоритм расчёта диэлектрической проницаемости образца по измерениям параметров резонатора состоит в следующем:

1. Чтение из файла экспериментальных данных – частоты f и параметра  $S_{22}$ .

2. Перевод из дБ в разы 
$$\frac{P_{\text{отр}}}{P_{\text{тод}}} = \sqrt[20]{10^{S_{22}}} \frac{P_{\text{отр}}}{P_{\text{тод}}} = \sqrt[20]{10^{s_{22}}}$$

3. Поиск минимального и максимального элементов (и их номеров) в массиве исходных данных.

4. Выбор элементов массива исходных данных вблизи вершины для аппроксимации.

5. Проверка корректности массива для аппроксимации.

6. Аппроксимация вершины резонансной кривой параболой методом наименьших квадратов.

Вычисление диэлектрической проницаемости ε'.

8. Аппроксимация «крыльев» резонансной кривой. Определение ширины резонансной кривой *df*.

9. Вычисление комплексной диэлектрической проницаемости  $\varepsilon''$  из ширины резонансной кривой df.

10. Запись в файл частоты f, диэлектрической проницаемости  $\varepsilon'$ , комплексной диэлектрической проницаемости  $\varepsilon''$ .

На рис. 3 приведён внешний вид интерфейса программы, главная страница.

#### Современные проблемы радиоэлектроники. 2016



Рис. 3. Внешний вид интерфейса программы. Рабочий вариант

Программа позволяет выбирать резонаторы, которые уже используются для измерения, а также добавлять параметры новых резонаторов. Исходные данные для расчета: объём образца, геометрические размеры резонатора, два файла входных данных с амплитудно-частотными характеристиками резонатора (АЧХ) – пустого и с образцом. Объем образца задаётся по двум возможным вариантам: вводить значение объёма, вычисленное или измеренное заранее, или же вводить длину и площадь сечения образца. Выходными данными являются значения действительной и мнимой части диэлектрической проницаемости на частоте каждой моды колебаний.

Кроме выполнения обычных функций программа предназначена для обработки группы файлов, относящихся к одной серии измерений, и для построения семейства спектров в зависимости от какого-либо параметра. Это даёт дополнительную возможность легко проводить статистическую обработку многократных измерений и оценивать случайную погрешность.

Данная работа выполнена при поддержке Программы «Научный фонд им. Д.И. Менделеева Томского государственного университета» (грант 8.1.12.2015) в 2016 г.

#### Список литературы

1. Kuleshov G.E., Zhuravleva E. V., Dotsenko O.A. Electromagnetic response from composite radiomaterials based on multiwall carbon nanotubes at microwave frequencies // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON–2015). Proceedings. – Omsk: The Tomsk IEEE Chapter & Student Branch. Russia. Omsk, 2015. 5 p. CD-R.; Code 113590.

2. Доценко О.А., Качусова А.О. Исследование спектров диэлектрической проницаемости композитов на основе углеродных нанотрубок // ЕНО. 2015. № 2. С. 22–24.

3. Zhuravleva E.V., Dotcenko O.A. Electromagnetic Characteristics of Composites Based on Multiferroics Powders at Microwave Frequencies // Advanced Materials Research. 2015. Vol. 1085. P. 214–217.

4. Electromagnetic response of composite materials based on ferroelectric/ferrite / Ye.V. Zhuravlyova, G.E. Kuleshov, O.A. Dotsenko, O.A. Ul'yanova // 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6–12 September, Sevastopol, Crimea. 2015. V. 1. P. 633–634.

5. Chernobrova D.A., Dotsenko O.A., Kuleshov G.E. Electromagnetic properties of composites based on carbon nanostructures // 25th Int. Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2015). 6–12 September, Sevastopol, Crimea. 2015. V. 2. P. 699–700.

6. Кочеткова Т.Д., Сусляев В.И., Волчков С.И. Диэлектрическая проницаемость хвойных пород древесины в диапазоне частот 3–12 ГГц // Вестник СибГАУ. 2013. № 5 (51). С. 101–104.

7. Справочник по волноводам / под ред. Я.Н. Фельда. М.: Советское радио, 1952. 432 с.

## ОЦЕНКА НАПРАВЛЕННЫХ СВОЙСТВ КОНФОРМНОЙ АКТИВНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ РЛС АЭРОСТАТНОГО БАЗИРОВАНИЯ

## А. С. Артюх, К. А. Малугин, Р. Ю. Вахтин, А. В. Столяров

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» 394064, г. Воронеж, ул. Старых большевиков, 54а E-mail: artyukh@list.ru

Приводится описание математической модели диаграммы направленности и результаты оценки направленных свойств конформной активной фазированной антенной решетки радиолокационной станции, предназначенной для размещения на внешней оболочке дирижабля радиолокационного обнаружения.

В последнее десятилетие большой интерес у специалистов в области радиолокационной техники обнаружения вызывают радиолокационные комплексы аэростатного базирования. Интерес к летательным аппаратам данного типа появился в конце прошлого века, что обусловлено определенными научно-техническими достижениями: появлением особо легких и прочных синтетических конструкционных материалов, новой технологии получения недорогого гелия. Основными преимуществами радиолокационной станции (РЛС) обнаружения, размещенной на дирижабле или привязном аэростате, являются: практически неограниченный по длительности контроль воздушного пространства, минимальная стоимость жизненного цикла, малая заметность в инфракрасном и радиолокационном диапазонах волн, относительно большая грузоподъемность и простота подготовки летно-подъемного состава [1].

Наиболее глобальным и дорогостоящим проектом исследования применения аэростатов для решения задач противовоздушной обороны является комплекс обнаружения крылатых ракет JLENS, разрабатываемый американской компанией Raytheon [2]. Основным элементом данного комплекса является привязной аэростат, в гондоле которого установлена обзорная РЛС (рис. 1).



Рис. 1. Аэростат 420К с РЛС L88 внутри гондолы

Известен вариант размещения нежесткой активной фазированной антенной решетки (АФАР) радиолокационной станции *P*-диапазона ( $\lambda = 70$  см) на боковой поверхности оболочки дирижабля [3]. Длина дирижаблей может достигать 260 м, поэтому размеры оболочки позволяют получить излучающий раскрыв, формирующий диаграмму направленности (ДН) шириной на уровне половинной мощности 2 $\theta_{0.5}$  около 0.5<sup>0</sup>, при этом выпуклая форма оболочки позволяет существенно увеличить угол сканирования. Для оценки направленных свойств конформной АФАР, размещенной на оболочке дирижабля, была разработана математическая модель, позволяющая задать координаты излучателей. Для этого форму оболочки дирижабля аппроксимировали эллипсоидом вращения. Предлагается размещать излучатели вдоль параллельных окружностей, расстояние между которыми  $a_p$  по большой полуоси эллипсоида a равно половине рабочей длины волны  $\Lambda/2$  (шагу решетки). Расстояние между излучателями вдоль параллелей также соответствует шагу решетки  $d_{\varphi} = \Lambda/2$ . Таким образом, решетка представляет собой эллипсоид вращения, разбитый на кольца излучателей в направлении большой полуоси. Координата каждого кольца в данном случае будет определяться выражением

$$a_p = \frac{\Lambda(p-1)}{2},\tag{1}$$

где *p* – порядковый номер кольца.

Общее количество колец М будет равно

$$M = \frac{4a}{\Lambda} + 1.$$
 (2)

Для определения координаты каждого излучателя в p-м кольце необходимо определить радиус каждого кольца. Для решения этой задачи используется свойство эллипса, заключающееся в том, что сумма расстояний от двух фокусов эллипса  $F_1$  и  $F_2$  до любой точки на эллипсе M является постоянной величиной и равна удвоенному значению большой полуоси 2a.

Рассмотрим треугольник  $\Delta F_1 M F_2$  на поясняющем рис. 2. Из рис. 2 следует, что высота данного треугольника равна радиусу кольца  $b_p$  с координатой  $a_p$  и согласно теореме Пифагора будет определяться выражением

$$b_{p} = \sqrt{\left|F_{1}M\right|^{2} - \left(c + a_{p}\right)^{2}},$$
(3)

где *с* – фокальное расстояние.



Рис. 2. К определению радиуса кольца

Значение  $b_p$  можно вычислить также через сторону  $MF_2$ .

$$b_{p} = \sqrt{\left|F_{2}M\right|^{2} - \left|c - a_{p}\right|^{2}},$$
(4)

где  $|F_2M| = 2a - |F_1M|$ .

Решая два уравнения (3) и (4) относительно  $|F_1M|$ , получим конечное выражение

$$\left|F_{1}M\right| = \frac{\left(c+a_{p}\right)^{2} - \left|c+a_{p}\right|^{2} + 4a^{2}}{4a}.$$
(5)

Таким образом, подставляя выражение (5) в выражение (3), можно определить радиус кольца излучателей  $b_p$ . Зная значение радиуса, определяем количество излучателей в каждом *p*-м кольце.

$$N_p = \frac{4\pi b_p}{\Lambda}.$$
(6)

При этом угол между излучателями в *p*-м кольце будет равен

$$a_p = \frac{2\pi}{N_p} = \frac{\Lambda}{2b_p}.$$
(7)

На рис. 3 представлена антенная решетка, построенная с помощью программы MA-PLE в цилиндрической системе координат на основе полученной математической модели, представленной выражениями (1) – (7).

На основе математической модели антенной решетки была разработана математическая модель ее ДН, позволяющая рассчитать основные характеристики направленности конформной АФАР, имеющей форму эллипсоида вращения (рис. 4).



Рис. 3. Модель конформной антенной решетки

Рис. 4. Конформная антенная решетка дирижабля в виде эллипсоида вращения

ДН такой решетки описывается следующим выражением:

$$f(\theta, \phi) = \sum_{p=1}^{M} \sum_{q=1}^{N_p} A_p e^{j(\Phi - \Phi_{\rm B})}, \qquad (8)$$

где  $\theta$ ,  $\varphi$  – координаты сферической системы координат; q – порядковый номер излучателя в *p*-м кольце;  $A_p$  – амплитуда возбуждения излучателей *p*-го кольца;  $\Phi$  – фазовый сдвиг из-за разности хода лучей;  $\Phi_{\rm B}$  – фаза возбуждения излучателей, обеспечивающая сложение полей в направлении луча  $\theta_{\rm n}$ ,  $\varphi_{\rm n}$ .

Фазовый сдвиг из-за разности хода лучей определяется по формуле  $\Phi = k (b_p \sin \theta \cos(\varphi - \alpha_p q) + a_p \cos \theta), \qquad (9)$ 

а управляемая фаза возбуждения *q*-го излучателя *p*-го кольца имеет вид

$$\Phi_{B} = k \left( b_{p} \sin \theta_{\pi} \cos(\varphi_{\pi} - \alpha_{p} q) + a_{p} \cos \theta_{\pi} \right).$$
(10)

На рис. 5 и 6 представлены результаты моделирования в среде программирования МАРLE с помощью полученной математической модели равноамплитудной ДН антенной решетки, построенной без учета ДН отдельного излучателя.



Рис. 6. ДН АФАР в плоскости  $\varphi = \pi/2$ 

На рис. 7 представлена ДН конформной антенной решетки дирижабля при сканировании луча в азимутальной плоскости.

Из рис. 5–7 следует, что наблюдается ярко выраженный максимум ДН и достаточно низкий уровень боковых лепестков (УБЛ). При сканировании ширина ДН и УБЛ возрастают с увеличением угла отклонения от нормали к решетке. Однако в сравнении с плоскими антенными решетками данный рост значительно меньше, и даже при значениях угла сканирования  $\pm 90^{0}$  главный лепесток ДН не разрушается, а УБЛ не превышает -10 дБ. Кроме того, УБЛ можно уменьшить, используя специальное спадающее к краям амплитудное распределение токов излучателей, как это делается в плоских решетках. Сканирование в угломестной плоскости не рассматривается, поскольку здесь решетка является осесимметричной и форма ДН остается неизменной.



Рис. 7. ДН АФАР при  $\theta_{\pi} = 0^{\circ}, 45^{\circ}, 90^{\circ}$ 

### Список литературы

1. Верба В.С. Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. Роль и место в составе общегосударственной единой информационно-управляющей системы военного назначения // Радиотехника. 2010. № 8. С. 6–8.

2. Привязные аэростаты и их применение. Режим доступа: http://pentagonus.ru.

3. Дирижабль радиолокационного обнаружения / А.С. Артюх, К.А. Малугин, Р.Ю. Вахтин, В.О. Пономарев // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. [Электронный ресурс]. Электрон. дан. (32 Мб). Красноярск: СФУ, 2015. С. 20–24.

# МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ФИЛЬТР НА КОЛЬЦЕВЫХ РЕЗОНАТОРАХ

А. С. Бабурин<sup>1</sup>, А. А. Лексиков<sup>1-2</sup> (научный руководитель)

<sup>1</sup>Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М. Ф. Решетнёва 660014, г. Красноярск, пр. имени газеты «Красноярский рабочий», 31 E-mail: baburin.aleks12@mail.ru <sup>2</sup>Институт физики имени Л.В. Киренского СО РАН 660036, г. Красноярск, Академгородок, 50, стр. № 38 E-mail: leksikov@iph.krasn.ru

Описана конструкция микрополоскового фильтра на кольцевых прямоугольных резонаторах, в которых благодаря подключению Т-образных элементов с внутренней стороны кольца понижаются частоты ортогональных мод колебаний, вследствие чего на склонах полосы пропускания появляются полюса затухания, повышающие селективность фильтра.

Повышение селективности микрополосковых фильтров (МПФ) за счёт увеличения числа резонаторов имеет очевидные ограничения, связанные с ростом потерь в полосе пропускания. Особенно значимым этот фактор является для узкополосных полосно-пропускающих фильтров (ППФ). Поэтому в случаях когда требуется повышенная селективность, используются некоторые приемы для формирования полюсов затухания на склонах полосы пропускания. Например, формирование режектирующих шлейфов в структуре микрополосковых резонаторов (МПР) [1] либо применение перекрестной связи между несоседними резонаторами. Перекрестная связь между несоседними резонаторами формируется либо с помощью особого расположения резонаторов относительно друг друга [2, 3], либо с помощью дополнительного проводника [4]. Однако не всегда эти способы дают требуемый результат. Очень перспективным является использование прямоугольных кольцевых МПР в МПФ [5–7], так как в этом случае благодаря наличию ортогональных мод колебаний в них на АЧХ фильтра образуется несколько полюсов затухания (нулей прохождения) вблизи полосы пропускания, что увеличивает селективные свойства фильтра. Однако частотным положением полюсов в этом случае довольно сложно «управлять». В настоящей работе предложена оригинальная структура микрополоскового кольцевого резонатора и моделированием с помощью AWR Microsoft Office продемонстрирована возможность разработки ППФ с увеличенной селективностью на их основе.

На рис. 1, *а* приведена топология предлагаемого МПР. Его полосковый проводник представляет собой прямоугольное кольцо с Т-образными шлейфами, подключенными симметрично к кольцу изнутри. На рис. 1,  $\delta$  и *в* показаны направления токов двух ортогональных резонансных мод колебаний с близкими частотами, которые могут возбуждаться в таком резонаторе. На рис. 1, *г* и *д* приведены эквивалентные схемы резонатора на частотах этих мод, соответственно на рабочей, которая участвует в формировании полосы пропускания, и ортогональной. Вообще говоря, резонансная мода, показанная рис. 1, *в*, может возбуждаться и в отсутствии Т-образных элементов, однако ее частота при этом значительно выше. Влияние элементов моделируется емкостями  $C_2$  и  $C_3$  на эквивалентной схеме (рис. 1, *д*). Таким образом, с помощью Т-образных элементов можно настраивать частоту ортогональной резонансной моды.

Из рис. 1,  $\delta$  и *в* видно, что на полосковых проводниках резонаторов имеются участки, где токи, принадлежащие разным модам, текут в противоположных направлениях, т. е. они противофазны. Следовательно, должна существовать частота, на которой амплитуды токов будут равны по модулю, и суммарный ток будет равен нулю. Физически это означает, что если такой резонатор входит в состав фильтра, то на данной частоте электромагнитный сигнал не будет проходить через него, а на амплитудночастотной характеристике появится полюс затухания на этой частоте.



Рис. 1. Топология кольцевого микрополоскового резонатора (*a*); схематические изображения линий тока в полосковых проводниках резонатора 1-й резонансной (рабочей) моды и ортогональной ей моды (б и в) соответственно; эквивалентные схемы резонатора на частотах рабочей и ортогональной ей моды (*c* и *d*) соответственно

На рис. 2, *а* приведена топология полосковых проводников 2-резонаторного фильтра с обозначением параметров его топологии, а на рис. 2, *б* АЧХ этого фильтра для двух случаев настройки частот полюсов.



Рис. 2. Обозначение параметров топологии фильтра (*a*); АЧХ фильтра (*б*): с Т-образными элементами – сплошная синяя линия; без элементов – штрихованная красная линия; точки – АЧХ обратных потерь

Следует отметить, что топология каждого из резонаторов в фильтре зеркальносимметрична относительно горизонтальной и вертикальной осей, однако сами резонаторы немного отличаются друг от друга. Связано это с тем, что Т-образные элементы, хоть и в небольшой степени, но влияют на частоты основных мод резонаторов, кроме того, размеры Т-образных элементов в разных резонаторах разные – этими размерами определяется в первую очередь положение полюсов затухания относительно полосы пропускания. Например, положение полюса на низкочастотном склоне задается (в данном конкретном случае) размерами Т-образного элемента в левом резонаторе, а на высокочастотном – в правом. В обозначениях параметров топологии на рис. 2, *а* используется следующая систематика: буквы с одним подстрочным индексом или без индекса относятся к обоим резонаторам; а буквы с двумя индексами – к одному из резонаторов. Второй индекс в этом случае обозначает номер резонатора: 1 – левый резонатор, 2 – правый.

На рис. 2, б изображена (сплошной синей линией) АЧХ предложенного фильтра, настроенного на диапазон L1 системы ГЛОНАС-GPS. Конструктивные и топологические параметры были следующими. Подложка из материала с  $\varepsilon$ =80 (соответствует керамике ТБНС) толщиной 1 мм и размерами 14.4×16.4 мм, высота экранирующей крышки 6 мм. Размеры топологии в мм:  $L_r$ =14.4,  $W_r$ =5.0,  $S_r$ =3.0, w=1.0, S=2.2,  $w_a$ = $w_c$ =0.5,  $w_{b1}$ =0.75,  $l_{a1}$ =0.75,  $l_{b1}$ =1.8,  $s_{c1}$ =0.4,  $L_{c1}$ =3.75 и  $w_{b2}$ =1.0,  $l_{a2}$ =0.2,  $l_{b2}$ =0.7,  $s_{c2}$ =1.6,  $L_{c2}$ =3.85. Красной штрихованной линией показана АЧХ фильтра в отсутствии Т-образных элементов. Видно, что наличие Т-образных элементов в структуре резонаторов действительно приводит к появлению полюсов затухания на склонах полосы пропускания, приводя к существенному увеличению селективности фильтра.

Изменяя размеры T-образных элементов, можно двигать полюса на склонах полосы пропускания довольно в широких пределах, задавать, если нужно, её асимметрию. Очевидно, что для повышения, например, частоты полюса нужно увеличивать зазор  $s_{c1}$ или  $s_{c2}$  и уменьшать площадь полосковых проводников, образующих T-образный элемент. Следует, однако, отметить, что при смещении полюса вверх по склону полосы пропускания его глубина уменьшается.

#### Список литературы

1. Александровский А.А., Беляев Б.А., Лексиков А.А. Синтез и селективные свойства микрополосковых фильтров на шпильковых резонаторах со шлейфными элементами // Радиотехника и электроника. 2003. Т. 48. № 4. С. 398-405.

2. Hong J.-S., Lancaster M.J. Microstrip Filters for RF // Microwave Applications. Copyright © 2001 John Wiley & Sons, Inc. 457 p.

3. Compact Quasi-Elliptic Wideband Bandpass Filter Using Cross-Coupled Multiple-Mode Resonator / S.W. Ren, H.L. Peng, J.F. Mao, A.M. Gao // IEEE Microwave and Wireless Comp. Lett. 2012. V. 22. № 8. P. 397–399.

4. Implementation of cross couplings in microwave bandpass filters / B.A. Belyaev, A.M. Serzhantov, Y.F. Bal'va [et al.] // Microwave and Opt. Tech. Let. 2014. V. 56. № 9. P. 2021–2025.

5. Ходенков С.А., Борисенков Д.В. Микрополосковые кольцевые резонаторы и полоснопропускающие фильтры на их основе // Успехи современной электроники. 2015. № 10. С. 175–178.

6. Sun S., Zhu L. Wideband microstrip ring resonator bandpass filters under multiple resonances // IEEE TMT&T 2007. V. 55. № 10. P. 2176–2182.

7. Микрополосковый фильтр на кольцевом резонаторе / А.О. Афонин, А.В. Угрюмов, Б.А. Беляев, С.А. Ходенков // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. [Электронный ресурс] / науч. ред. С.П. Панько; отв. за вып. А.А. Левицкий. Электрон. дан. (32 Мб). Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2014. 606 с. 1 электрон. опт. диск. С. 377–379.

## РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ СВЧ-ДАТЧИКОМ-ДАЛЬНОМЕРОМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПЛАТФОРМЫ ARDUINO UNO СО ВСТРОЕННЫМ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОМ АТМЕGA328

## А. И. Бердюгин, В. А. Мещеряков (научный руководитель)

Национальный исследовательский Томский государственный университет 634045, г. Томск, пр. Ленина, 36 E-mail: alekcahdrr@gmail.com

Разработан алгоритм управления СВЧ датчиком-дальномером с использованием платформы Arduino Uno, а также написана программа на языке программирования С++ для микроконтроллера ATmega328. Проведены модельные эксперименты работы дальномера в программе схемотехнического прототипирования Proteus.

Измерение расстояния между объектами всегда было актуальной задачей. В автоматизированных системах управления технологическими процессами для контроля уровня жидких и сыпучих сред широко используются бесконтактные промышленные уровнемеры, использующие различные методы измерения расстояний [2]. При разработке датчиков особое внимание уделяют условиям, в которых они используются. Это особенно важно, когда условия эксплуатации связаны с высокой температурой, влажностью, взрывоопасностью. Использование оптических датчиков ограничено при наличии задымлённости, наличия пыли, облачности. Учитывая указанные выше условия эксплуатации, на первое место выступают датчики, принципы действия которых основаны на использовании электромагнитных волн радио- или СВЧ-диапазона [2].

В данной работе рассматривается СВЧ-датчик-дальномер, построенный на однопроводной линии передачи, возбуждаемой автогенератором с перестраиваемой с помощью варикапа частотой. Принцип работы следующий: к варикапу прикладывают напряжение, которое изменяется с течением времени. Это приводит к изменению частоты автогенератора. Выход автогенератора нагружен на однопроводную линию передачи, в которой возбуждается электромагнитный волновой процесс. На некотором расстоянии регулярность линии передачи нарушена неоднородностью, расстояние до которой необходимо измерить. Отражённая от неоднородности волна совместно с падающей в результате интерференции образуют стоячую. При перестройке частоты происходит смещение узлов и пучностей стоячей волны. Включённый в линию детектор позволяет измерять величину огибающей стоячей волны при смещении её узлов и пучностей [1].



Рис. 1. Форма сигнала с датчика на дисплее осциллографа

На выходе детектора возникает низкочастотный сигнал, математическая обработка которого позволяет вычислить расстояние до неоднородностей в линии. Этот сигнал имеет форму, похожую на форму видеоимпульса (рис. 1), количество периодов которого связано с расстоянием до неоднородности в линии [1].

Снимаемый с датчика сигнал из аналоговой формы превращается в цифровую и подлежит программной обработке на предмет определения количества полных периодов. Для тестирования программы был разработан алгоритм управления микроконтроллерным устройством. Данное устройство имитирует близкий к реальному аналоговый видеосигнал (рис. 2).



Рис. 2. Форма аналога исследуемого (искусственного) сигнала на экране виртуального осциллографа в Proteus

В качестве этого устройства использована микроконтроллерная платформа Arduino Uno (ATmega328), на выходе которой реализован цифроаналоговый преобразователь (ЦАП), смоделированный по схеме R-2R в среде прототипирования Proteus (рис. 3). Для моделирования сигнала, максимально приближённого к реальному, в программу, выполняющую роль ЦАП, была добавлена функция Random, которая вносила в сигнал помехи.

Программа обработки сигнала написана на языке программирования C++. На вход программы попадает цифровой поток с АЦП. В процессе обработки потока программа определяет его начало и запускает подпрограмму записи цифровых значений в массив. Затем по окончании потока запись прекращается и запускается подпрограмма обработки записанного массива. Подпрограмма настроена на поиск числа минимальных значений потока, тем самым определяя число периодов в видеоимпульсе. Этот процесс повторяется несколько раз. Полученные результаты усредняются. Следующим этапом программы является запись усреднённого значения периодов на LCD-дисплей. Благодаря усреднению решается задача уменьшения влияния случайных помех, воздействующих на сигнал, которые искажают значение количества периодов.

В качестве обработчика сигнала в среде прототипирования Proteus использовался микроконтроллер ATmega328. Сигнал поступает на вывод ADC0 микроконтроллера, являющийся входом АЦП. Опорное напряжение равно 5 В. Роль устройства вывода

информации выполнял LCD-дисплей модели LM016L 16x02. На рис. 4 представлена схема устройства сбора и обработки информации.



Рис. 3. ЦАП, смоделированный по схеме R-2R в Proteus



Рис.4. Обработчик сигнала, смоделированный в Proteus: 1 – число значений сигнала в массиве в цифровом виде; 2 – число периодов в видеосигнале (результат одного измерения); 3 – номер измерения (11 из 20); 4 – число периодов в видеосигнале (результат усреднения 20 измерений)

Таким образом, в работе представлены схемы и алгоритмы процесса сбора и обработки информации с СВЧ-дальномера. Проведены модельные эксперименты, которые позволяют как определить необходимые количественные характеристики измерительного устройства, так и оптимизировать алгоритм обработки информации. В заключение хотелось бы выразить благодарность доценту кафедры радиоэлектроники канд. физ.-мат. наук С.С. Новикову за предоставленные временные диаграммы, снятые с детектора СВЧ-дальномера.

### Список литературы

1. Novikov S.S., Maidanovskiy A.S. Microwave level meter with wire line / S. S. Novikov // Proc. of the 3-d Russian-Korean Int. Symp. on Sience and Tecnology «KORUS-99». June 22–25, 1999. Novosibirsk, Russia. Vol. 2. P. 661–662.

2. Хаблов Д.В. Параметрическая оптимизация в обработке сигнала ЧМ СВЧ-датчика // Труды Х Междунар. конф. «Идентификация систем и задачи управления» SICPRO '15. 26–29 января 2015 г., Москва. С. 659–667.

## УСТРОЙСТВО ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ НАКЛОНА БОЛЬШОЙ ОСИ ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО ЭЛЛИПСА РАДИОВОЛНЫ

А. А. Болотский, А. А. Неудакин (научный руководитель)

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» 394064, г. Воронеж, ул. Старых большевиков, 54a E-mail: ircneuss@mail.ru

Рассмотрен принцип построения устройства для определения наклона большой оси поляризационного эллипса принимаемой радиоволны; приведены результаты физического моделирования волноводной антенно-фидерной системы, моделирования микрополосковой антенны в программе Microwave Office и логической схемы в электронной лаборатории Electronics Workbench.

При проектировании радиолиний и радиотрасс любого назначения необходимо учитывать поляризационные характеристики антенн. В идеале передающая и приемная антенны радиолинии должны быть согласованы по поляризации. В этом случае коэффициент поляризационной согласованности равен единице. Известно соотношение для коэффициента поляризационной согласованности [1]:

$$\gamma_n = \frac{(1 + K_{31}^2 K_{32}^2) \cos^2 \Delta \gamma + (K_{31}^2 + K_{32}^2) \sin^2 \Delta \gamma + 2K_{31} K_{32}}{(1 + K_{31}^2)(1 + K_{32}^2)}, \qquad (1)$$

где  $K_{31}$  и  $K_{32}$  – коэффициенты эллиптичности передающей и приемной антенн;  $\Delta \gamma$  – угол между большими осями поляризованных эллипсов.

Предлагается для обеспечения поляризационной согласованности в радиолинии использовать устройство для определения наклона большой оси поляризованного эллипса (или угла наклона плоскости поляризации) радиоволны. Если определять наклон плоскости поляризации с точностью не более  $\pm 22,5^{0}$  ( $\Delta \gamma = 22,5^{0}$ ), то можно из соотношения (1) получить  $\gamma_{n\min} = 0,85$  при условии  $K_{31} = K_{32} = 0$ .

Устройство состоит из высокочастотного (ВЧ) датчика и логической схемы. В состав ВЧ-датчика входят антенно-фидерная система (АФС) и четыре детекторные секции. АФС может быть выполнена на основе волноводной антенны и микрополосковой антенны (МПА).

**ВЧ-датчик на основе волноводной антенны**. Физическая модель АФС представляет собой отрезок круглого волновода, в котором прорезаны четыре щели (рис. 1). К щелям припаяны детекторные секции. К отрезку круглого волновода подсоединен плавный переход с поглощающей нагрузкой, обеспечивающий режим бегущих волн в антенной системе.



Рис. 1. Антенно-фидерная система: а – физическая модель; б – расположение щелей

Размеры волновода выбираются так, чтобы в волноводе при определенной длине волны возбуждалась волна типа H<sub>11</sub>. ЭМВ, распространяющаяся по волноводу, является причиной возникновения высокочастотных токов на его внутренней поверхности (рис. 2). Знание картины распределения токов позволяет определить степень возбуждения щелей. При изменении угла наклона плоскости поляризации принимаемой радиоволны структура волны H<sub>11</sub> будет поворачиваться относительно оси круглого волновода и интенсивность возбуждения щелей будет изменяться. Если отводить ЭМВ из щелей в детекторные секции, то амплитуды токов в детекторных секциях будут пропорциональны интенсивности возбуждения соответствующих щелей. Сравнивая сигналы на выходах детекторных секций, можно определить угол наклона плоскости поляризации ЭМВ.



Рис. 2. Токи в волноводе: а – вертикальная поляризация; б – горизонтальная поляризация

С использованием физической модели АФС были проведены исследования ее направленных и поляризационных свойств. Результаты исследований представлены на рис. 3. На рис. 3, *а* изображена нормированная диаграмма направленности (ДН) по мощности открытого конца круглого волновода. Согласно рис. 3, *а* ширина ДН составляет 70<sup>0</sup>. По величине ширины ДН можно судить об относительно слабой направленности такой антенны. На рис. 3, *б* показаны поляризационные характеристики (ПХ) четырех каналов антенной системы. Согласно ПХ каждый канал представляет собой антенну с линейной поляризацией. При этом угол между плоскостями поляризации этих каналов составляет 45<sup>0</sup>.



Рис. 3. Результаты исследований: *а* – ДН; *б* – ПХ

Если угол наклона плоскости поляризации принимаемой волны составляет  $72^{0}$  (рис. 3,  $\delta$ ), то уровень сигнала в первом канале будет меньше уровня сигнала во втором канале и уровень сигнала в третьем канале будет больше уровня сигнала в четвертом канале. В этом случае определяемый угол наклона плоскости поляризации будет составлять  $67,5^{0}$ , при этом погрешность определения угла наклона составляет  $4,5^{0}$ .

**ВЧ-датчик на основе МПА.** Элементарный излучатель МПА выполнен в виде диска, к которому подсоединены четыре прямоугольных плеча (рис. 4, *a*). К прямо-

угольным плечам подведены коаксиальные кабели, нагруженные на детекторные секции. Интенсивность токов в плечах определяется ориентацией плоскости поляризации принимаемой радиоволны. Величины токов в детекторных секциях будут пропорциональны интенсивности токов в соответствующих плечах МПА.



Рис. 4. Конструкция МПА: а – элементарный излучатель МПА; б – топология МПА

С использованием программы Microwave Office построена модель МПА, содержащей подложку и элементарный излучатель. Топология МПА представлена на рис. 4, б. К плечам МПА подключены порты, эквивалентные коаксиальным линиям и работающие в режиме приема. Диаметр диска составляет 14 мм, длина плеч – 2,4 мм, ширина плеч – 2 мм и сторон подложки – 22 мм.

На рис. 5, *а* показаны нормированные ДН МПА для соответствующих выходов. ДН получены при рабочей частоте 8,5 ГГц. Согласно ДН данная МПА является слабонаправленной, что обеспечивает прием радиоволны в достаточно широком секторе.



Рис. 5. Характеристики МПА: а – ДН МПА; б – ПХ МПА

На рис. 5,  $\delta$  показаны ПХ для четырех каналов МПА. Согласно ПХ каждый канал представляет собой антенну с линейной поляризацией. При этом угол между плоскостями поляризации этих каналов составляет 45<sup>°</sup>. Значение угла наклона плоскости поляризации принимаемой радиоволны лежит в пределах ±90<sup>°</sup>. Как было отмечено ранее, если провести обработку сигналов, снимаемых с каждого канала (сравнивая уровни сигналов), то можно определить угол наклона плоскости поляризации принимаемой радиоволны с точностью не более ±22,5<sup>°</sup>. Например, если угол наклона плоскости поляризации принимаемой волны составляет 80<sup>°</sup> (рис. 5,  $\delta$ ), то уровень сигнала в первом канале будет меньше уровня сигнала во втором канале и уровень сигнала в третьем канале будет меньше уровня сигнала в четвертом канале. В этом случае определяемый угол наклона плоскости поляризации будет составлять 67,5<sup>°</sup>, при этом погрешность определения угла наклона составляет 12,5<sup>°</sup>. Логическая схема. В состав логической схемы входят: схема сравнения; дешифратор; индикатор. С использованием электронной лаборатории Electronics Workbench смоделирована логическая схема. Схема сравнения включает два компаратора. Дешифратор собран на логических элементах. Индикатор представляет собой совокупность четырех светодиодов, сигнализирующих положение плоскости поляризации.

Принцип работы логической схемы поясняется с использованием функциональной схемы, представленной на рис. 6, *a*. Четыре низковольтных сигнала (*s1*, *s2*, *s3*, *s4*) поступают для сравнения на два компаратора, при этом *s1* и *s2* сравниваются в компараторе *K1*, а *s3* и *s4* – в компараторе *K2*. На выходах компараторов имеется комбинация из низких и высоких уровней напряжения, что соответствует уровням логического «0» и «1». Можно получить одну из возможных комбинаций на выходах компараторов: «00», «10», «01», «11». Сигналы с компараторов поступают на дешифратор, который выдает сигнал на одном из четырех выходов в зависимости от комбинации сигналов на входе в соответствии с таблицей истинности, показанной на рис. 6, *б*, где  $X_0$ ,  $X_1$  – входные сигналы,  $Y_0$ ,  $Y_1$ ,  $Y_2$ ,  $Y_3$  – выходные сигналы. Для реализации таблицы истинности дешифратор должен включать два логических элемента *HE1*, *HE2* и четыре логических элемента *И1*, *И2*, *И3*, *И4*. Соединение отмеченных логических элементов показано на рис. 6, *a*.



Рис. 6. Логическая схема: а – функциональная схема; б – таблица истинности

Для ранее рассмотренного случая, когда угол наклона плоскости поляризации принимаемой ЭМВ составляет  $80^{\circ}$ , s1 < s2 и s3 < s4. В этом случае на выходах компараторов формируются логические «0». Тогда на выходах *HE1* и *HE2* формируются логические «1». В итоге две логические «1» сформируются на входе U4, что приведет к загоранию четвертого светодиода, сигнализирующего о наклоне плоскости поляризации под углом +  $67,5^{\circ}$ .

Таким образом, рассмотренное устройство представляет собой анализатор наклона плоскости поляризации радиоволны и может быть использовано в радиолинии для обеспечения поляризационного согласования передающей и приемной антенн.

### Список литературы

1. Лавров А.С., Резников Г.Б. Антенно-фидерные устройства: учеб. пособие для вузов. М.: Сов. Радио, 1974. 368 с.

## АНТЕННАЯ СИСТЕМА РАДИОВОЛНОВОГО СКАНИРОВАНИЯ

И. О. Васильев, А. В. Максимов, А. Е. Фильберт

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050 г. Томск, пр. Ленина, д. 40 E-mail: brus 92@mail.ru

Радиоволновые сканеры – новейшая технология в области бесконтактного досмотра, которая не оказывает вредного воздействия даже на людей с кардиостимуляторами, беременных женщин и детей. В рамках современных тенденций по импортозамещению разработка устройства представляет собой актуальную задачу.

В основу разработки антенной системы положен принцип формирования интерференционной картины непосредственно на объекте и анализ неоднородностей на объекте [1].

Антенная система, используемая для сканирования, должна выполнять следующие функции: обеспечивать работу радиоволнового сканера в диапазоне 57–63 ГГц; обеспечивать требуемое количество строк интерференционной картины на объекте; производить анализ интерференционной картины в строке; обеспечивать необходимый сектор сканирования; иметь небольшие массогабаритные показатели и обеспечить сканирование не более чем за 5–10 с.

Вся суть формирования интерференционной картины заключена в использовании двух излучателей, возбужденных когерентно. Два излучателя на объекте формируют интерференционные максимумы и минимумы.

Электромагнитные волны от двух когерентных источников, находящихся на расстоянии d друг от друга, падают на экран, на котором наблюдается система интерференционных полос. Схематично опыт Юнга приведен на рис. 1.



Рис. 1. Опыт Юнга по формированию интерференционной картины

Расстояние от источников до экрана равно L. Интерференция наблюдается в области, в которой перекрываются волны от этих источников (поле интерференции). На экране видно чередование полос с максимумом и минимумом интенсивности волн [2]. Расстояние между максимумом или минимумом составляет

$$\Delta \mathbf{x} = \frac{\mathbf{L}\lambda}{\mathbf{d}} \,. \tag{1}$$

Таким образом, расстояние между интерференционными максимумами и минимумами прямо пропорционально изменению расстояния от источников до объекта. Если объект имеет форму, отличную от плоской, тогда в разницах расстояний имеется информация о форме объекта. Для реализации сканирования объекта необходимо создание интерференционной строки [3].

Антенная система состоит из двух основных частей: передающей и приемной. Антенная система просчитывается, строится её модель и производится компьютерное моделирование в программной среде CST-studio.

Передающая антенна обуславливает высоту строки. При этом реализуется сто строк на объекте высотой около 2 м. Передающая антенна в плоскости Н – излучатель менее длины волны. Принимается, что Е – секториальный рупор в паре с волноводом WG 24 – удовлетворяет заданному условию.

Сканирующая приемная антенна необходима для оцифровки интенсивности по развертываемой строке. Приемная антенная система для радиоволнового сканера спроектирована на основе трех зеркал по типу телескопов брахиты (рис. 2).



Рис. 2. Схематическое изображение конструкции приемной антенной системы

Зеркало 1 обеспечивает необходимую ширину ДН в плоскости Н для считывающей антенны. Зеркало 2 расположено на штоке электромотора, который обеспечивает вращение зеркала в плоскости Н, тем самым обеспечивая сканирование луча по горизонтали на ∠А. Зеркало 3 – цилиндрическое и служит для переотражения сканирующего луча непосредственно на объект [4].

Макет антенной системы состоит из трех параболических зеркал и одного цилиндрического (рис. 3).



Рис. 3. Макет облучающей системы

При реализации антенной системы для уменьшения массы и ветровой нагрузки, а также снижения уровня кроссполяризованного излучения поверхность зеркала перфорируют или выполняют решетчатой. Случайные погрешности выполнения профиля зеркала ограничивают КНД параболической антенны со стороны высоких частот; при

определенной минимальной длине волны  $\lambda_{min}$  он начинает резко уменьшаться. Допуски на отклонение профиля зеркала от параболы и на точность установки облучателя в фокусе параболоида вдоль его оси определяются по формуле [5]:

$$\Delta \rho = \frac{\lambda}{16(1 + \cos \theta_{\alpha})}.$$
 (2)

Допуск на отклонение профиля зеркала от параболы составляет 0,15 мм, и на точность установки облучателя в фокусе параболоида допуск также составляет 0,15 мм. Таким образом, для реализации антенной системы используется технология лазерного спекания (SLS). При спекании по данной технологии шаг составляет 0.12 мм, что полностью удовлетворяет требованиям отклонения профиля зеркала от параболы.

Технология SLS подразумевает использование одного или нескольких лазеров для спекания частиц порошкообразного материала до образования трехмерного физического объекта. В качестве расходного материала используется стеклонаполненный полиамид. Принцип реализации частей антенной системы с помощью SLS-принтера указан на рис. 4.



Рис. 4. Принцип работы SLS-принтера

Спекание производится за счет вычерчивания контуров, заложенных в цифровой модели. По завершении сканирования рабочая платформа опускается и наносится новый слой материала. Процесс повторяется до образования полной модели [6].

Для реализации подвижной антенной системы необходима минимизация массы конструкции, которая должна удовлетворять максимальной подъемной массе обеспечиваемой модулем системы перемещения. Для разрабатываемой антенной системы может быть выбран модуль линейного перемещения LMBD-R 80.

Модуль LMBD-R с зубчато-ременным приводом и компактными размерами, обеспечивающий линейное перемещение каретки, достаточные нагрузочные характеристики, высокую скорость и необходимую точность повторной установки. Роликовые направляющие в конструкции делают её идеальной для высокой скорости перемещения – 10 м/с. Основные части модуля представлены на рис. 5.



Рис. 5. Общий вид модуля

Профиль имеет Т-образные пазы для крепления концевых выключателей и линейных датчиков. Линейный модуль LMBD-R спроектирован с фланцами для крепления двигателя и редуктора в разных положениях. Основные технические характеристики представлены в табл. 1.

Таблица 1

Лин. модуль	Нагрузка		Динамический момент			Переме- шаемая	Геометри момент и	ический инерции
	Дин. С, Н	Стат. С0, Н	М <sub>х</sub> , Нм	М <sub>у</sub> , Нм	М <sub>z</sub> , Нм	масса, кг	l <sub>y</sub> , см	l <sub>z</sub> , см
LMBD-R 80L	16 600	9 765	214	764	764	2,73	132,3	175,2

Технические характеристики LMBD-R-80

Таким образом, масса антенной системы без учета механизма перемещения не должна превышать 2,73 кг. Для сканирования антенной системы необходим двигатель. Физически шаговый двигатель обеспечивает угловое перемещение ротора путем преобразования сигнала управления [7].

При использовании технологии SLS происходит спекание стеклонаполненного полиамида. Полиамиды обладают высокой прочностью, имеют низкий коэффициент трения с любым материалом, легко обрабатываются. При этом значительно снижаются усадка и коэффициент линейного расширения. Свойства армированных полиамидов представлены в табл. 2.

Таблица 2

Свойства армированных полиамидов

Композиция	Разрушающее напряжение при растяжении, МПа	Разрушающее напряжение при изгибе, МПа	Ударная вязкость с надрезом, кДж/м <sup>2</sup>
Полиамид-610 + 20 % полиамидного волокна	92,0	100,0	8,0

К преимуществам в эксплуатации стеклонаполненных полиамидов можно отнести высокую жесткость, ударную вязкость.

Использование пластиковых узлов системы подразумевает металлизацию рабочих поверхностей как зеркал, так и рупоров, с толщиной металлизации не менее скин - слоя, в силу этого необходимо учитывать уменьшение амплитуды электромагнитных волн по мере их проникновения вглубь проводящей среды (скин-эффект) [8]. Объёмная плотность тока максимальна у поверхности проводника. Поэтому практически весь ток сосредоточен в слое толщиной  $\Delta$ . Она называется толщиной скин-слоя.

$$\Delta = \sqrt{\frac{2}{\mu\omega\gamma}} \,. \tag{3}$$

Очевидно, что при достаточно большой частоте о толщина скин-слоя может быть очень малой. Рассчитано, что для частоты 60 ГГц необходимая толщина слоя металлизации составляет 0,48 мкм.

Для нанесения слоя металлизации используется способ химического восстановления меди. Способ основан на восстановлении ионов металла на каталитически активной поверхности восстановителем, находящимся в растворе. В качестве восстановителя используется хлористый палладий. Преимуществом метода химической металлизации является возможность осаждения меди на диэлектрические материалы, а именно на стеклонаполненный полиамид. В отличие от контактного способа нанесения покрытий, с помощью химической металлизации могут быть нанесены слои металла значительной толщины и с высокой прочностью сцепления. По сравнению с покрытиями, нанесенными с использованием внешнего источника тока, химической металлизацией могут быть получены равномерные покрытия на сложнопрофилированных изделиях, так как скорость химического осаждения равномерна на всех участках поверхности [9].

Сканер работает по принципу формирования интерференционных полос на сканируемом объекте с дальнейшей обработкой интерференционной картины на выявление запрещенных предметов. Для реализации зеркал антенной системы на основе 3Дпечати рассмотрены вопросы использования стеклонаполненного полиамида в качестве расходного материала, вес конструкции согласован с подъемным весом модуля механизма перемещения, рассмотрены вопросы реализации рупоров и зеркал с использованием плазменного напыления меди.

#### Список литературы

1. Фильберт А.Е. Исследование возможности разработки антенных систем для аппаратуры радиоволнового сканирования: магистер. дисс. Томск: ТУСУР, 2015.

2. Радиоволновое сканирование / М.В. Заякин, М.В. Зинченко, К.В. Ивушкин, А.В. Максимов, В.А. Тихонов // Материалы Всеросс. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых 13–15 мая 2015 г. Томск: В-Спектр, 2015: В 5 ч. Ч. 1. С. 41–43. ISBN 978-5-91191-323-6, ISBN 978-5-91191-324-3.

 3. Материалы
 с
 интернет-ресурса.
 Режим
 доступа:

 https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%9E%D0%BF%D1%8B%D1%82\_%D0%AE%D0%BD%D0%B3%D0%B0
 (дата обращения: 18.02.2016).
 Собращения: 18.02.2016).

4. Мякишев Г.Я., Синяков А.З. ФИЗИКА 11. Колебания и волны.

5. Гошин Г.Г. Антенны: учеб. пособие по дисциплине «Устройства СВЧ и антенны», для направлений подготовки «Радиотехника» – 210300 и !Телекоммуникации» – 210400. 2012. 108 с.

6. Материалы с интернет-ресурса. Режим доступа: HTTP://3DTODAY.RU/WIKI/SLS\_PRINT/ (дата обращения: 18.02.2016).

7. Материалы с интернет-ресурса. Режим доступа: http://stepmotor.ru/linejnoeperemeshhenie/drivesets/ (дата обращения: 10.02.2016).

8. Материалысинтернет-ресурса.Режимдоступа:https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%A1%D0%BA%D0%B8%D0%BD-

%D1%8D%D1%84%D1%84%D0%B5%D0%BA%D1%82 (дата обращения: 12.02.2016).

9. Материалы с интернет-ресурса. Режим доступа: http://mashxxl.info/page/109202109217131101159107211018204064165042168063/(дата обращения: 07.04.2016).

## ИССЛЕДОВАНИЕ МАКСИМУМА НАПРЯЖЕНИЯ СВЕРХКОРОТКОГО ИМПУЛЬСА В МИКРОПОЛОСКОВОЙ С-СЕКЦИИ ПРИ ИЗМЕНЕНИИ ЕЁ ДЛИНЫ

### Р. Р. Газизов, А. М. Заболоцкий (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, ул. Ленина, 40 E-mail: ruslangazizow@gmail.com

Показана актуальность исследования особенностей распространения сверхкоротких импульсов (СКИ) и локализации максимумов сигнала вдоль связанных линий. Проведено моделирование СКИ в форме трапеции, распространяющихся в микрополосковой С-секции, при изменении ее длины. Выявлен и локализован максимум напряжения, в 1,5 раза превышающий амплитуду сигнала на входе. При длине проводников свыше 0,52 м максимум не наблюдается. Локализация максимума не постоянна: в большинстве случаев он во втором проводнике, а в некоторых – в первом.

Связанные линии достаточно хорошо изучены и исследованы [1, 2]. Однако особенности явлений, происходящих при значительном увеличении взаимной связи между проводниками, изучены недостаточно. Кроме того, большинство исследований проведено в частотной области, тогда как временной уделено меньше внимания. Между тем изучение процессов во временной области позволит усовершенствовать защиту от сверхкоротких импульсов (СКИ) [3, 4]. Актуальны выявление и локализация максимумов сигнала в связанных линиях, поскольку результаты могут быть полезны для выявления и локализации мест возможных паразитных взаимовлияний, излучений и восприимчивости, чтобы своевременно принять меры по их устранению для обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) и информационной безопасности. Другим применением может быть определение мест установки датчиков контроля полезных сигналов или мониторинга помеховых сигналов, обеспечивающих требуемую чувствительность, что также важно для повышения помехозащищенности и надежности радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) [5].

Для таких исследований целесообразно использовать компьютерное моделирование. Это связано с необходимостью вычисления форм сигнала в большом числе точек вдоль каждого проводника сложных структур. Другой причиной является искажение сигнала входным импедансом измерителя. При разработке сложных печатных плат с высокой плотностью трассировки повсеместно используют системы компьютерного моделирования, обеспечивающие анализ и визуализацию параметров сигнала, что позволяет лучше оценить процессы, происходящие в них.

Для анализа межсоединений печатных плат широко используют квазистатический подход, так как схемотехнический анализ не всегда позволяет получить результаты достаточной точности, а электродинамический требует значительных вычислительных затрат. Теоретические основы квазистатического вычисления отклика для произвольной схемы из отрезков многопроводных линий передачи (МПЛП) описаны в работах [6, 7]. На основе данной теории разработаны алгоритмы вычисления временного отклика [8], которые позволяют выполнить вычисления значений токов и напряжений только в узлах схемы.

Представлены первые результаты по реализации в системе TALGAT вычисления токов вдоль каждого проводника межсоединения печатной платы [9, 10], а также напряженности создаваемого электрического поля [11]. Основные выражения и алгоритм, позволяющие вычислить значения тока и напряжения в заданной координате вдоль каждого проводника отрезка МПЛП для произвольной схемы, на основе которых усовершенствовано вычисление временного отклика в системе TALGAT [12], приведены в [5]. В данной работе продемонстрирована возможность нахождения и отображения местоположения максимальных амплитуд напряжений и токов на примере микрополосковой меандровой линии из двух витков. Выявлен и локализован максимум амплитуд напряжений, который в 1,14 раза превышает входное напряжение. Обоснованность результатов, полученных с помощью квазистатического моделирования, доказана их совпадением с результатами электродинамического анализа.

Для более ясного понимания характера изменения формы СКИ рассмотрена [13] меандровая линия из одного витка, называемая С-секцией [14]. Выбран её микрополосковый вариант, включенный в тракт 50 Ом, с длиной полувитков (l) по 27 мм (рис. 1). При такой длине выбранный в качестве воздействия СКИ в форме трапеции амплитудой 1 В с длительностью фронта, вершины и спада по 0,1 нс полностью разлагается на два импульса [3]. Ширина проводника w - 0,489 мм, толщина проводника t - 0,1 мм, толщина диэлектрика h - 0,3 мм, расстояние между проводниками s - 0,2445 мм,  $d=2^*w$ , диэлектрическая проницаемость  $\varepsilon_r - 4$ . Вычислены первичные и вторичные параметры микрополосковой С-секции при сближении её проводников и формы распространяющегося в ней СКИ. Выявлен и локализован максимум напряжения СКИ, в два раза превышающий амплитуду на входе и выходе.

Однако особенности распространения СКИ вдоль С-секции изучены недостаточно, в частности не рассматривалось изменение ее длины. Цель данной работы – восполнить этот пробел.



Рис. 1. Схема включения (а) и поперечное сечение (б) микрополосковой С-секции

Для исследования особенностей возникновения максимумов напряжения СКИ изменялась длина проводников, а остальные параметры взяты такими же, как в работе [13]. Моделирование специально выполнено без учета потерь, чтобы они не ослабляли влияние факторов, увеличивающих амплитуду сигнала. Для визуального отображения изменения форм сигнала в доступной авторам системе TALGAT на принципиальной схеме указывался начальный узел А и конечный узел В. Каждый полувиток меандровой линии передачи разделен на 50 сегментов, в каждом из которых вычислены формы напряжений.

Выполнены вычисления для 20 разных длин полувитков (значение *l* увеличивалось с 0,027 до 0,7 м), но приведены результаты только для вычислений, которые более различны (рис. 2). В таблице указаны длины проводников, значения максимумов амплитуд напряжений, а также номера сегментов, в которых они локализованы.

Рассмотрим изменение формы сигнала на выходе линии (узел 4) из рис. 2. Первый положительный импульс является ближней перекрестной помехой. Его амплитуда не изменяется на протяжении всех вычислений. Амплитуда второго положительного импульса уменьшается с 0,5 до 0,25 В, причем сам импульс раскладывается на два импульса с одинаковой амплитудой (рис. 2,  $\partial$ , e), равной половине амплитуды на входе. Время их прихода к выходу С-секции равно двойной длине отрезка, умноженной на погонную задержку нечетной и четной мод соответственно.

Рис. 2	<i>l</i> , м	$V_{max}, \mathbf{B}$	№ сегмента	Между узлами
а	0,027	0,595	47	3_4
б	0,054	0,631	46	3 4
в	0,1	0,693	47	3 4
г	0,16	0,765	47	3 4
9	0,32	0,56	49	3 4
е	0,325	0,561	49	2_3
ж	0,432	0,56	49	2_3
и	0,52	0,514	49	3 4

Параметры вычислений



Рис. 2. Формы сигнала при l = 0,027 (*a*), 0,054 (б), 0,1 (*в*), 0,16 (*г*), 0,32 (*д*), 0,325 (*е*), 0,432 (*ж*), 0,52 (3), м

Рассмотрим изменение форм сигнала на входе линии (узел 2) из рис. 2. Амплитуда его первого положительного импульса не изменяется. Абсолютные значения ампли-

•,• - ·

Таблица

туд отрицательного и второго положительного импульсов увеличиваются с 0,08 до 0,25 В.

Рассмотрим изменение форм с максимальными амплитудами сигнала. Амплитуда положительного импульса изменяется неравномерно. Так, при увеличении l с 0,027 до 0,16 м она увеличивается с 0,595 до 0,765 В (при l = 0,16 м наблюдается наибольшее значение для всех вычислений, рис. 2, c). При увеличении l до 0,52 м амплитуда снижается до 0,514 В, а при l > 0,52 м максимум не наблюдается, наибольшее значение амплитуды сигнала будет на входе линии. Отрицательный импульс имеет наибольшее абсолютное значение (0,25 В) при l = 0,16 м, но при l = 0,325 м практически полностью отсутствует. Местоположение максимума относительно одного проводника изменяется незначительно (на 2 сегмента), однако для l = 0,325 и 0,432 м максимум локализован в первом проводнике (между узлами 2 и 3) – рис. 1, a. Во всех остальных случаях он локализован во втором проводнике.

Проведенное исследование объясняет причину появления максимумов напряжения. Сигнал в любой точке можно представить суммой падающих и отраженных волн четной и нечетной мод. Максимум появляется, когда основной сигнал, не успев разложиться, встречается с отраженной волной, в результате чего импульсы суммируются и появляется превышение напряжения.

Таким образом, в результате работы выявлены зависимости формы напряжения СКИ вдоль проводников микрополосковой С-секции от длины её проводников. Локализован максимум напряжения СКИ, в 1,5 раза превышающий амплитуду СКИ на входе и выходе. Полученные результаты показывают актуальность вычислений форм напряжений и токов вдоль проводников связанных линий передачи, а также выявления и локализации максимумов амплитуд напряжений и токов. Можно предположить, что при наличии подобных структур в печатных платах больших размеров с высокой плотностью трассировки превышения напряжения вызовут значительные паразитные взаимовлияния или излучения.

Разработка программного обеспечения выполнена в рамках выполнения проектной части государственного задания №8.1802.2014/К Миноборнауки России. Моделирование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №14-19-01232) в ТУСУРе.

### Список литературы

1. Регулярные и нерегулярные многосвязные полосковые и проводные структуры и устройства на их основе: анализ, синтез, проектирование, экстракция первичных параметров: монография / Н.Д. Малютин [и др.]. Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2012. 168 с. ISBN 978-5-86889-593-7.

2. Регулярные и нерегулярные многосвязные полосковые и проводные структуры и устройства на их основе: расчет первичных параметров, импульсные измерения характеристик: монография / Н.Д. Малютин [и др.]. Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2012. 218 с. ISBN 978-5-86889-604-4.

3. Surovtsev R.S. Gazizov T.R., Zabolotsky A.M. Pulse Decomposition in a Turn of Meander Line as a New Concept of Protection against UWB Pulses // Proc. of Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Omsk, Russian Federation, May 2015. 7 p.

4. Gazizov A.T. Simple printed structures for low-cost and effective protection against UWB pulses // Asia Electromagnetics Symposium (ASIAEM 2015) / Design and Testing of Protective Devices and Test Methods. Jeju-si, Jeju Province, South Korea, 3–8 August 2015. 4 p.

5. Газизов Р.Р., Заболоцкий А.М., Орлов П.Е. Локализация максимумов сигнала в многопроводных линиях передачи печатных плат с помощью системы TALGAT // Докл. Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2015. № 4 (38). С. 147–150.

6. Achar R., Nakhla M.S. Simulation of high-speed interconnects // Proceedings of the IEEE. 2001. Vol. 89, № 5. P. 693–728.

7. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Временной отклик многопроводных линий передачи. Томск: Томский гос. ун-т, 2007. 152 с.

8. Djordjevic A.R., Sarkar T.K. Analysis of time response of lossy multiconductor transmission line networks // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1987. Vol. 35. № 10. P. 898–907.

9. Газизов Р.Р. Вычисление токов вдоль многопроводных межсоединений печатных плат // Студент и научно-технический прогресс: сб. тез. междунар. науч. студ. конф. МНСК–2013. Новосибирск, 2013. С. 76.

10. Газизов Р.Р. Результаты квазистатического анализа токов вдоль отрезка многопроводной шины печатной платы // Научная сессия ТУСУР–2013: материалы Всеросс. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. Томск, 15–17 мая 2013 г. Томск: В-Спектр, 2013. С. 103–105.

11. Газизов Р.Р. Программный модуль для динамической визуализации токов и электромагнитного поля печатной платы // Электронные средства и системы управления: материалы докладов X Междунар. науч.-практ. конф. Томск, 12–14 ноября 2014 г. Томск: В-Спектр, 2014. С. 200–202.

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

13. Газизов Р.Р., Заболоцкий А.М., Газизов Т.Т. Исследование распространения сверхкороткого импульса в микрополосковой С-секции при изменении зазора между связанными проводниками / // Доклады Томск. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2016. № 1 (39). С. 156–159.

14. Zysman G.I., Jonson A.K. Coupled transmission line networks in an inhomogeneous dielectric medium // IEEE Trans, on MTT. 1969. Vol. MTT-17.№ 10. P. 753–759.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ДВУХЗВЕННОЙ МИКРОПОЛОСКОВОЙ СТРУКТУРЫ В КАЧЕСТВЕ ДАТЧИКА ФМР<sup>\*</sup>

И. В. Говорун<sup>1</sup>, А. А. Лексиков<sup>2</sup>, Ан. А. Лексиков<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Красноярский научный центр СО РАН 660036, г. Красноярск, Академгородок, 50 E-mail: govorun-ilya@mail.ru <sup>2</sup>Институт физики имени Л.В. Киренского СО РАН 660036, г. Красноярск, Академгородок, 50, стр. № 38 E-mail: leksikov@iph.krasn.ru

Описан микрополосковый датчик ферромагнитного резонанса, состоящий из пары регулярных микрополосковых резонаторов прямоугольной формы. Принцип действия датчика основан на регистрации положения полюса затухания на амплитудно-частотной характеристике при изменении параметров магнитного образца. Приведены характеристики, демонстрирующие работоспособность предложенного датчика.

Метод ферромагнитного резонанса (ФМР) является прямым методом измерения параметров ферромагнитных сред. Под ФМР подразумевается селективное поглощение энергии СВЧ-колебания, взаимодействующего с ферромагнетиком. При этом частота, на которой происходит поглощение, определяется параметрами образца, а также значением и ориентацией внешнего магнитного поля. На данный момент хорошо зарекомендовали себя методы наблюдения ФМР, основанные на резонансной методике [1,2]. Суть ее заключается в помещении тестируемого образца в пучность магнитного поля резонатора. При изменении параметров образца (за счет изменения внешнего магнитного поля) происходит изменение частоты резонатора и его добротности. Эти два фактора лежат в основе методов и установок для регистрации спектров ФМР [2]. Необходимость измерения малых пленочных образцов, проверка результатов микромагнитного моделирования, активно развивающегося в последнее время, обозначило границы применимости резонаторной методики. При уменьшении объема образца уменьшается коэффициент заполнения резонатора, которым напрямую определяется уровень полезного сигнала. В этой связи актуальным являются поиск и разработка оперативных и точных методов ФМР-диагностики малоразмерных магнитных образцов. В последнее время появляются методики измерения пленочных образцов микронных размеров [3,4], однако все эти методики сопряжены с высокоточными средствами изготовления, которые не всегда доступны и при этом связаны со значительными материальными затратами. В данной работе предлагается датчик ФМР, изготовление которого не предусматривает высокой точности, при этом потенциально такой датчик обладает высокой чувствительностью.

Известно, что на амплитудно-частотной характеристике микрополоскового фильтра, состоящего из двух регулярных полуволновых прямоугольных резонаторов, наряду с полосами пропускания наблюдаются полюса затухания, где ослабление CBЧмощности достигает значительных величин. При этом если двухзвенная конструкция подключается к подводящим линиям передачи симметрично, то полюс затухания располагается ниже полосы пропускания, а если антисимметрично, то полюс затухания располагается между первой и второй полосами пропускания [5]. Полюс затухания образуется на тех частотах, где полный коэффициент связи резонаторов, характеризующий степень взаимодействия между ними, близок к нулю, вследствие того, что коэффициенты индуктивной и емкостной связи резонаторов полностью компенсируют друг друга. Это явление становится возможным, когда коэффициенты индуктивной и емкостной связи равны друг другу по модулю и действуют в противофазе (имеют разные знаки). На частоте полюса передача энергии с входа на выход практически отсутствует. Если поместить магнитный образец, обладающий ферромагнитными свойствами, в область максимального магнитного взаимодействия на частоте полюса затухания (для случая симметричного подключения резонаторов к внешним линиям передачи эта область находится у кончиков резонаторов возле точек подключения фидеров), то при изменении магнитной проницаемости образца, вызванной, например, разверткой внешнего магнитного поля, произойдет изменение магнитного взаимодействия резонаторов. В результате компенсация емкостного и индуктивного взаимодействий резонаторов про-изойдет на другой частоте и полюс изменит свое положение и «глубину». Самое сильное изменение произойдёт в условиях ферромагнитного резонанса, так как он сопровождается возрастанием высокочастотной магнитной проницаемости. Так как полюс затухания очень чувствителен к малейшим изменениям как магнитного, так и электрического взаимодействия резонаторов, то такой способ измерения магнитных параметров образцов потенциально обладает высокой чувствительностью.

На рис. 1, *а* приведена топология проводников микрополоскового датчика ФМР с кондуктивным симметричным подключением к внешним линиям передачи. Датчик выполнен на диэлектрической подложке из поликора ( $\varepsilon$ =9.8) толщиной 0.5 мм и представляет собой конструкцию из двух резонаторов шириной *W*=3.1 мм, длиной *L*<sub>r</sub>=11.9 мм, расстояние между резонаторами *S*=3.2 мм. Параметры конструкции датчика взяты из электромагнитной модели. В качестве образца использовалась тонкая магнитная пленка (ТМП) из пермаллоя (Ni<sub>75</sub>Fe<sub>25</sub>) толщиной 50 нм квадратной формы со сторонами 3 мм, напылённая на подложку из ситалла. Пленка помещалась между резонаторами (плоскость пленки параллельна плоскости подложки датчика) в области максимального магнитного взаимодействия резонаторов. Такое положение ТМП обеспечивает однородность СВЧ магнитного поля, пронизывающего образец, к тому же уровень полезного сигнала в таком случаи максимален. Постоянное внешнее магнитное поле, генерируемое резонаторами, ориентировались в плоскости пленки (ориентация полей показана на рис. 1, *a*).



Рис. 1. Топология проводников датчика ФМР с ТМП (*a*); частотная зависимость коэффициента прохождения устройства (*б*)

На рис. 1, б приведена амплитудно-частотная характеристика датчика. Видно, что наряду с полосой пропускания устройства существует полюс затухания – острый ми-

нимум прохождения в окрестности 1.26 ГГц. Так как подключение в данной конструкции симметричное, то полюс затухания располагается ниже по частоте относительно полосы пропускания. Положение и «глубина» полюса изменяются при приложении постоянного магнитного поля  $H_0$  (см. рис. 2, *a*). Если построить зависимость уровня ослабления на фиксированной частоте в окрестности полюса затухания, например, на частоте 1.2645 ГГц, от величины внешнего магнитного поля, то получится зависимость, типичная для спектра ФМР (рис. 2, *б*). Следует заметить, что семейство АЧХ на рис. 2, а и соответствующий ему спектр поглощения ФМР (рис. 2, *б*) приведены при развертке внешнего магнитного поля вдоль оси легкого намагничивания ТМП. Подобные кривые получаются для случая развертки поля вдоль оси трудного намагничивания, только со смещением максимума в большие по напряжённости поля.



Рис. 2. АЧХ датчика ФМР в узкой полосе в окрестности полюса затухания при различных значениях внешнего магнитного поля, направленного вдоль ОЛН: сплошная линия *H*=0 Э, штрихпунктирная *H*=11.1 Э, прерывистая *H*=37 Э и точки *H*=148 Э (*a*); полевая зависимость нормированного коэффициента передачи на частоте 1.2645 ГГц (*б*)

Из спектров ФМР, полученных таким способом, были определены параметры измеряемого образца на частоте 1.2645 ГГц: резонансные поля 18.5 Э и 9.2 Э, ширины линии ФМР – 32 Э и 32.5 Э для ОТН и ОЛН соответственно, поле анизотропии при этом составило 4.65 Э. Для проверки измеренных параметров образца был изготовлен четвертьволновый резонатор с резонансной частотой, равной частоте измерения для датчика, в пучность магнитного поля которого на помещался этот же образец ТМП. Сравнение параметров ТПМ, измеренных двумя способами, показало, что они хорошо согласуются.

Таким образом, в данной работе предложен новый метод регистрации ФМР и датчик для его реализации. Проведено сравнение параметров тестового образца с известным, хорошо себя зарекомендовавшим способом наблюдения ФМР – резонаторным способом.

\*Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 16-32-00136 мол а.

Список литературы

1. Беляев Б.А., Дрокин Н.А., Лексиков А.А. Исследование материалов на сверхвысоких частотах микрополосковыми датчиками // Изв. высших учебных заведений. Физика. 2006. Т. 49. № 9. С. 45–53.

2. Belyaev B.A., Izotov A.V., Leksikov A.A. Magnetic imaging in thin magnetic films by local spectrometer of ferromagnetic resonance // IEEE Sensors J. 2005. V. 5. № 2. P. 260–267.

3. Ferromagnetic resonance of single magnetic nanowire measured with an on-chip microwave interferometer / H. Zhang [et al.] // Review of scientific instruments. 2011. V. 82. 054704.

4. Angular depend ferromagnetic resonance ferromagnetic resonance analysis in a single micron sized cobalt stripe / C. Schoeppner, K. Wagner, S. Stienen, R. Meckenstock [et al] // J. Appl. Phys. 2014. V. 116. 033913.

5. Беляев Б.А., Тюрнев В.В. Частотно-зависимые коэффициенты связи микрополосковых резонаторов // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. 1992. Вып. 4(448). С. 23.

## МОДЕЛИРОВАНИЕ КОРОТКОВОЛНОВОЙ АНТЕННЫ V-ТИПА С УЧЕТОМ АВТОМАТИЧЕСКОГО АНТЕННОГО ТЮНЕРА

А. В. Демаков, О. С. Каймонов, Т. Т. Газизов

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

Рассматривается проблема оценки влияния согласующего устройства на параметры антенны V-типа. Предложен способ учета согласующего устройства при моделировании антенны. Представлены результаты моделирования реальной антенны и проведен их анализ.

Коротковолновые антенны широко применяются для связи на дальние расстояния. К недостаткам такого типа антенн можно отнести узкополосность, что делает их непригодными при работе в широком диапазоне частот. В работе [1] представлен подход к использованию полосозаграждающих фильтров (ПЗФ) в структуре антенны и показано, что применение ПЗФ в качестве антенных нагрузок позволяет значительно расширить диапазон рабочих частот. Данный подход взят за основу при совершенствовании антенны V-типа, при эксплуатации которой были выявлены сложности в осуществлении связи на определенных частотах [2]. Предварительное моделирование антенны показало, что на рабочих частотах входной импеданс антенны существенно отличается от волнового сопротивления фидера, что приводит к рассогласованию [3]. Для решения данной проблемы применяется автоматический антенный тюнер (AT), влияние которого на характеристики антенны также необходимо оценить при моделировании.

Цель работы – представить результаты моделирования действующей антенны V-типа с учётом АТ.

Для улучшения согласования антенны с радиостанцией используется АТ марки CG-3000. Схема его включения представлена на рис. 1.



Рис. 1. Схема включения АТ

На АТ, установленный на мачте вблизи антенны, поступают сигнал с радиопередатчика и питание, а его выход соединяется непосредственно с антенной (рис. 1). Данный АТ является пассивным устройством антенно-фидерного тракта. Цепь согласования АТ представляет собой П-образный контур, состоящий из конденсаторов и катушек индуктивности, коммутируемых при помощи системы реле центральным процессорным устройством.

Добиться максимального согласования можно при импедансе согласующей цепи, равном реактивной составляющей входного импеданса антенны обратного знака. Перебирая номиналы компонентов цепи согласования, АТ запоминает наилучший вариант, соответствующий минимальному значению КСВ для сигнала определенной частоты.

Оценить влияния AT на характеристики антенны можно, используя такие среды моделирования, как 4nec2, MMANA и TALGAT [4].

При моделировании антенны в программе MMANA работа AT имитировалась включением нагрузки с реактивной составляющей входного импеданса антенны обрат-
ного знака в месте запитки антенны. Получены следующие характеристики антенны на рабочих частотах 5 и 7 МГц: входной импеданс (рис. 2), КСВ (рис. 3), коэффициент усиления G в направлении максимума излучения (рис. 4) и диаграммы направленности (ДН) в вертикальной и горизонтальной плоскостях (рис. 5).



Рис. 2. Частотная зависимость входного импеданса антенны вблизи частот 5 (а), 7 (б) МГц





Анализ полученных характеристик показывает, что АТ полностью не решает задачу согласования антенны с фидером 50 Ом. На частотных зависимостях входного импеданса (рис. 2) видно, что на рабочих частотах АТ компенсирует реактивную составляющую импеданса антенны, в то время как активная составляющая остается отличной от 50 Ом. КСВ антенны в этом случае варьируется в диапазоне значений 2...3 (рис. 3). Рассматриваемая антенна обладает слабыми направленными свойствами, что видно по значениям G (рис. 4) и формам ДН (рис. 5). Исправление выявленных недостатков возможно изменением конструкции антенны.



Рис. 5. ДН антенны вблизи вблизи частот 5 (а), 7 (б) МГц

Работа выполнена в рамках государственного задания №8.1802.2014/К Минобрнауки России.

### Список литературы

1. Газизов Т.Т. Синтез оптимальных проводных антенн. Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники, 2013. 120 с.

2. Каймонов О.С., Газизов Т.Т. Новый подход к обеспечению бесперебойной КВ-радиосвязи в системе МЧС России // Материалы XI междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». Томск, 25–27 ноября 2015. Томск: В-Спектр, 2015. Ч. 2. С. 30–33.

3. Демаков А.В., Каймонов О.С., Газизов Т.Т. Моделирование коротковолновой антенны V-типа // Материалы XXI междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР-2016», Томск, 2016. [принято к печати].

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

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА СВЧ-СУШКИ ДИЭЛЕКТРИКА МЕТОДОМ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СХЕМ

### А. О. Мантуров, Т. Ю. Дунаева

Саратовский государственный технический университет имени Ю. А. Гагарина 410054, г. Саратов, ул. Политехническая, 77 E-mail: d t y@mail.ru

В статье показана возможность моделирования процессов термообработки диэлектриков в СВЧ электромагнитном поле с помощью метода эквивалентных схем. Приведены эквивалентные схемы, симулирующие изменение теплового баланса системы и процесс испарения воды. Показаны результаты моделирования СВЧ-сушки древесины в программе LTSpice и доказана адекватность результатов моделирования.

Метод эквивалентных схем широко известен и давно используется в электрорадиотехнических задачах для моделирования динамики электрических схем и цепей различной сложности [1]. Суть метода изложена, например, в [2]. Преимущество этого метода заключается в простоте, наглядности и тривиальности численной реализации при высокой адекватности результатов моделирования.

Кроме применения для целей симуляции процессов в электронике активно развивается целый ряд альтернативных направлений применения метода эквивалентных схем. Известно, что любая задача динамики или кинетики, формализованная в виде задачи Коши, может быть сведена к модельному представлению в виде некоторой эквивалентной системы дифференциальных (в общем случае нелинейных и неавтономных) уравнений. Согласно теоретическим основам электрорадиотехники [1] практически любая система дифференциальных уравнений может описывать электрическую цепь с определенными параметрами. На основе данного предположения были созданы и долгое время эффективно использовались аналоговые вычислительные машины [2]. Указанная формализация может быть применена и к моделированию кинетики процесса тепломассопереноса. На настоящий момент сведения по применению метода эквивалентных схем в данной области практически отсутствуют [3]. Таким образом, интересной представляется постановка задачи изучения возможности и эффективность использования метода эквивалентных схем применительно к задачам тепломассопереноса, например, к задачам термообработки или сушки.

Использование метода эквивалентных схем традиционно влечёт введение 2 наборов переменных – переменных потока  $\{J_n\}$ , где  $J_n$  – эквивалент потока какого-либо параметра или переменной, характеризующей систему через ветвь *n*; и набор потенциалов  $\{F_n\}$ , где  $F_n$  – модельный эквивалент способности указанных характеристик объекта произвольно протекать через ветвь *n*. Будем говорить, что потенциал для каждой ветви  $F_n$  будет связан с потоком  $J_n$  через эту ветвь ( $J_n$  и  $F_n$  связаны друг с другом). Переменные, ассоциированные с различными ветвями, не связаны друг с другом.

Как показано в работе [3], модель на основе эквивалентной схемы для процессов тепломассопереноса, в которой токам и напряжениям ставятся в соответствие количество теплоты, масса, а также их потоки, текущие между объектами, входящими в моделируемую ситуацию, является корректной с математической точки зрения.

Математический аппарат, описывающий как процессы тепломассопереноса, так и процессы работы электрических схем, базируется на одинаковом математическом формализме, а потоки энергии или вещества ведут себя аналогично токам, протекающим через элементы электрической схемы.

Например, процесс разряда конденсатора через сопротивление формально полностью эквивалентен процессу остывания нагретого тела [3]. При этом температуре (внутренней энергии) нагретого тела можно поставить в соответствие электрический заряд, а рассеиваемый тепловой поток будет эквивалентен электрическому току через омическое сопротивление.

В случае наличия внешних источников тепла эквивалентная схема становится неавтономной. В ней появляются источники тока или напряжения, а собственно модельное представление будет сведено к неоднородному дифференциальному уравнению первого порядка.

С учетом сказанного попробуем представить феноменологическую модель процесса СВЧ диэлектрического нагрева [4] с помощью метода эквивалентных схем.

На рис. 1 приведена феноменологическая модель процесса переноса массы и энергии в системе, содержащей объект сушки, в котором имеется некоторое количество сухого вещества  $M_1$  с теплоемкостью  $c_{M1}$  и некое количество воды  $m_1$  с теплоемкостью  $c_m$ . В начальный момент процесса сушки полная масса воды в объекте  $m_1$ . Подводимая СВЧ-энергия  $\eta P(t)$  частично расходуется на нагрев объекта, частично на испарение воды из объекта.



Рис. 1. Упрощенная феноменологическая модель тепломассопереноса в процессе СВЧ-сушки

Математическая модель кинетики переноса энергии и массы в этой системе представлена системой из двух неоднородных нелинейных дифференциальных уравнений [4]:

$$\begin{cases} \frac{d\Theta_1}{dt} (c_m m_1 + c_{M1} M_1) = \eta P(t) - (h_k + h_u) S(T_1 - T_2), \\ \frac{dm_1}{dt} = -\frac{h_u S}{r} (T_1 - T_2). \end{cases}$$
(1)

Первое уравнение описывает изменение температуры объекта за счет поглощаемой СВЧ-энергии  $\eta P(t)$ , конвективной теплопередачи воздуху рабочей камеры и за счет уноса энергии в процессе испарения воды.

Второе уравнение описывает изменение массы воды в объекте за счет испарения со скоростью, пропорциональной удельному содержанию воды в виде пара в воздухе рабочей камеры.

В целях упрощения задачи примем, что процесс идет в открытой системе и нагрев воздуха в рабочей камере не учитываем.

Рассмотрим первое уравнение системы (1), представляющее из себя уравнение теплового баланса. Как можно видеть, изменение внутренней энергии объекта нагрева можно представить как изменение двух эквивалентных зарядов в схеме на рис. 2.

Уравнение теплового баланса (1-е уравнение системы (1)) моделируется схемой, содержащей нелинейную емкость С1 и источники тока В2 и В3, управляемые напряжением. Рассмотрим схему более подробно.



Рис. 2. Эквивалентная схема, формализующая уравнение 1 системы (1)

Для имитации сохранения тепловой энергии в объекте сушки используется нелинейная емкость C1. Нелинейная емкость C1 состоит из двух компонентов, имитирующих переменную массу влаги в объекте сушки и неизменной массы сухой составляющей объекта. Заряд на этой емкости Q нелинейно зависит от приложенного к ней напряжения x согласно формуле

$$Q = (c_m \cdot V(U_2) + c_M M) \cdot x \,. \tag{2}$$

Нелинейность зависимости заряда от напряжения, таким образом, соответствует зависимости количества тепла от массы воды в объекте m, и масса воды соответствует напряжению  $U_2$  (рис. 3). Указанная нелинейность связана с изменением влагосодержания в объекте во время сушки и, соответственно, с изменением диэлектрических параметров объекта.

Согласно схеме рис. 2 емкость C1 может заряжаться или разряжаться токами, создаваемыми источниками B2 и B3. В рамках предложенного подхода эти токи соответствуют потокам тепловой энергии, подводимой к объекту сушки от источника CBЧ-энергии (источник тока B2)  $I = \eta \cdot V(U_2)P$ , и потоку тепловой энергии, отдаваемой за счет конвекции и испарения (источник тока B3):

$$I = -\beta \cdot \left[ V(U_1) - U_0 \right]. \tag{3}$$

Здесь U<sub>1</sub> – эквивалент температуры объекта сушки; U<sub>2</sub> – эквивалент температуры окружающей среды;  $\eta$  – коэффициент, соответствующий КПД источника питания СВЧустановки;  $\beta$  – коэффициент, соответствующий величине ( $h_k + h_u$ )S из формулы (1).

Рассмотрим вторую схему модели (рис. 3).



Рис. 3. Эквивалентная схема, формализующая уравнение 2 системы (1)

Она содержит конденсатор постоянного емкости C2 и источник тока B1, имитирующий испарение массы воды из объекта (второе уравнение системы (1)):

$$I = -\delta \cdot \left[ V(U_1) - U_0 \right], \tag{4}$$

где  $\delta = \frac{h_u S}{r}$  коэффициент, зависящий от площади испарения объекта, коэффициента

парообразования и коэффициента теплоотдачи испарением.

Для изучения поведения системы выполнена ее симуляция в среде LTSpice [5]. Результаты симуляции представлены на рис. 4 и 5.

Необходимо отметить, что в отличие от предыдущих работ [4, 6] симуляция была проведена в среде, вычислительное ядро которой основано на применении численных схем Гира, демонстрирующих абсолютную устойчивость, что позволяет получать решения в задачах с жестким поведением, к которым, в частности, относятся задачи тепломассопереноса.

Имитировался процесс сушки древесины объемом 5 м<sup>3</sup> с начальными условиями  $i_C \cdot V(U_2) = m \cdot V(U_1) = U_0$ .



Рис. 4. Результаты численного моделирования СВЧ-сушки диэлектрика

Показанное на верхнем графике рис. 4 напряжение  $U_1$  эквивалентно массе воды в объекте. На нижнем графике рис. 4 показано изменение величины  $U_2$ , эквивалентной температуре объекта в кельвинах.

На рис. 5 представлены результаты начального этапа сушки в увеличенном масштабе.



Рис. 5. Результаты моделирования процесса СВЧ-сушки диэлектрика (начальный этап)

Как можно видеть, поведение кривых качественно соответствует динамике нагрева и сушки диэлектрика, хорошо изученной, например, в [4]. Одним из преимуществ предложенного решения является возможность совместить расчеты процессов тепломассопереноса с моделированием преобразования СВЧ-энергии в нагрев объекта.

Таким образом, можно сделать вывод о возможности успешного использования метода эквивалентных схем для моделирования тепломассопереноса и корректность его реализации в среде LTSpice.

### Список литературы

1. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы : учеб. пособие. 5-е изд., испр. М. : Дрофа, 2006. 719 с.

2. Чуа Л.О., Пен-Мин Лин Машинный анализ электронных схем: алгоритмы и вычислительные методы / под ред. В. Н. Ильина ; пер. с англ. Е.С. Виленкина. М.: Энергия, 1980. 640 с.

3. Lewis, Edwin R. 1995. Network thermodynamics revisited BioSystems 34. P. 47-63.

4. Дунаева Т.Ю., Мантуров А.О. Использование феноменологического подхода для математического моделирования процессов СВЧ термообработки // Успехи современной электротехнологии: тр. Междунар. науч.-техн. конф., г. Саратов, 20-25 окт. 2009 г. СГТУ. Саратов, 2009. С. 42–45.

5. LTspice IV. http://www.linear.com/designtools/software/#LTspice. accessed 03.2016.

6. Дунаева Т.Ю., Мантуров А.О. Верификация феноменологической модели кинетики СВЧ термообработки на примере процесса сушки растительного сырья // Вестн. Саратов. гос. техн. ун-та. 2009. № 43. С. 84-86.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ОРТОМОДОВОГО СЕЛЕКТОРА

Ю. В. Крылов, А. Ю. Лапин

АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва» 662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52 E-mail: krylov yuriy@inbox.ru

В статье представлен принцип работы ортомодового селектора в виде крестового разветвителя для разделения ортогональных мод в волноводе круглого сечения. Была исследована возможность уменьшения поперечных размеров устройства за счет изменения количества ортогональных плеч в области перехода волновода круглого сечения большего диаметра к волноводу с меньшим диаметром сечения. В ходе исследования подавления ортогональной моды в реверсных каналах ортомодового селектора было доказано, что простое ортогональное разделение мод без симметричного разделения на два дополнительных канала не обеспечивает развязки между данными модами, что в свою очередь влияет на ширину рабочей полосы частот.

Введение. В современных облучающих системах зеркальных антенн спутниковой связи большое распространение получили устройства, позволяющие выполнять частотную и поляризационную селекцию принимаемых и передаваемых сигналов. Одним из обязательных условий разработки таких устройств является их широкополосность и малые массогабаритные показатели. Также разрабатываемый частотнополяризационный селектор должен выполнять задачу разделения частотных составляющих сигнала приема и передачи без необходимости использования дополнительного облучателя под конкретный диапазон частот [1]. Основу частотно-поляризационного селектора составляет ортомодовый селектор, представляющий собой нерегулярную линию передачи в виде волновода круглого сечения с переменным диаметром и со связанными с ним волноводами прямоугольного сечения, основная функция данного селектора заключается в разделении сигналов приема и передачи.

Влияние конструкции ортогональных разветвлений на электрические характеристики ортомодового селектора. На рис. 1, *а* показан широко известный широкополосный ортомодовый селектор [2, 3], представляющий собой крестовой разветвитель, который разделяет две ортогональные моды низкочастотного сигнала, возникающие в волноводе круглого сечения.



Рис. 1. Крестовой разветвитель: *а* – внешний вид крестового разветвителя; *б* – частотная зависимость потерь на отражение S<sub>11</sub> крестового разветвителя

В четырех плечах такого селектора устанавливаются фильтры нижних частот для подавления приемного спектра частот. На рис. 1, б показан график обратных потерь

данного селектора. На графике видно, что селектор работает в полосе от 20 ГГц до 22 ГГц при значении уровня отраженной волны менее минус 20 дБ. Как можно заметить, рассчитанный селектор работает в достаточно широкой полосе частот, однако существует и отрицательный эффект использования конструкции такого типа - большие поперечные размеры устройства. Рассмотрим способ уменьшения габаритов ортомодового селектора за счет разделения ортогональных мод сигнала с помощью двух взаимно-перпендикулярных волноводных плеч в области волноводного трансформатора круглого сечения. На рис. 2, а представлена электродинамическая модель рассчитанного селектора. В ортогональных плечах данного селектора установлены емкостные фильтры нижних частот, поперечные размеры которых были рассчитаны исходя из возможности распространения основной волны  $H_{10}$  в прямоугольном волноводе. Выход селектора представляет собой переход на сечение меньшего диаметра для распространения основной волны Н<sub>11</sub> в приемном диапазоне частот и множественные изменения сечения круглого волновода для подавления паразитных составляющих высших мод, возникающих в круглом сечении волновода большего диаметра. На рис. 2, в показаны рассчитанные прямые и обратные потери в области нижних рабочих частот системы из двух ортомодовых селекторов, объединенных между собой прямоугольными волноводами (рис. 2, б). Из рис. 2, в видно, что рабочая полоса частот составляет немногим более 400 МГц, что значительно уже, чем у ортомодового селектора в виде крестового разветвления.



Рис. 2. Компактный ортомодовый селектор: *a* – рассчитанный ортомодовый селектор; *б* – два объединенных между собой селектора; *в* – частотные зависимости потерь на отражение S11 и на прохождение S21 селектора

Чтобы объяснить причину уменьшения полосы рабочих частот при уменьшении количества ортогональных плеч, нужно рассмотреть величину подавления ортогональной моды в реверсном канале волновода прямоугольного сечения. На рис. 3, *а* показана зависимость подавления паразитной ортогональной моды относительно основной в волноводе прямоугольного сечения в одной из плоскостей ортомодого селектора на основе крестового разветвителя, на рис. 3,  $\delta$  – относительно селектора с уменьшенными габаритами. На рис. 3,  $\delta$  видно, что в ортогональных плечах селектора с уменьшенными габаритами не обеспечивается должная развязка между ортогональными модами, что в свою очередь негативно влияет на величину подавления отраженной волны в ортомодовом селекторе.

Современные проблемы радиоэлектроники. 2016



Рис. 3. Зависимость развязки между ортогональными модами: *а* – для крестового разветвителя; *б* – для ортомодового селектора с двумя ортогональными плечами

Заключение. В статье были рассмотрены два способа построения ортомодового селектора, первый из них на основе крестового разветвителя, второй – на основе двух ортогональных плеч из волноводов прямоугольного сечения. В ходе исследования подавления ортогональной моды в реверсных каналах рассматриваемых ортомодовых селекторов был сделан вывод, что простое ортогональное разделение мод без симметричного разделения на два дополнительных канала не обеспечивает развязки между этими модами. Таким образом, уменьшение поперечных габаритов ортомодового селектора в виде крестового разветвителя за счет сокращения количества ортогональных плеч влечет за собой значительное уменьшение рабочей полосы частот. Поэтому наиболее предпочтительным устройством для разделения ортогональных мод является ортомодовый селектор на основе крестового разветвителя.

### Список литературы

1. Компактный облучатель Ка/Q-диапазона круговой поляризации / Ю.В. Крылов, И.Ю. Данилов, Ю.Г. Выгонский, А.Г. Романов // Наукоемкие технологии. 2015. Вып. 3(16). С. 52–55.

2. Крылов Ю.В. Частотно-поляризационная селекция сигналов в рупорных облучающих системах зеркальных антенн // Исследования наукограда. 2015. № 2. С. 5–9.

3. Крылов Ю.В., Тайгин В.Б. Проектирование облучателя в Ка/Q-диапазоне на основе «восстанавливающей» схемы // Вестн. СибГАУ. 2015. Вып. 2(16). С. 417–422.

# ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ПОЛИМЕРНОЙ ГЛИНЫ В СВЧ-ДИАПАЗОНЕ ДЛЯ ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ УСТАНОВКИ 3D-ПЕЧАТИ

И. В. Машков, В. Ю. Кожевников (научный руководитель)

Саратовский государственный технический университет имени Ю. А. Гагарина 410054, Саратов, ул. Политехническая, 77 E-mail: optimisst1@mail.ru

Показано решение проблемы определения диэлектрических свойств полимерной глины. Описаны полученные результаты при разной температуре полимерной глины.

В настоящее время аппараты трехмерной печати получили самое широкое распространение во многих профессиональных областях. Особенно интересными выглядят устройства, использующие нестандартные материалы для печати, например, полимерную глину. Электротехнологическая СВЧ установка с 3D-принтером позволяет ускорить процесс прототипирования, и устранить такие недостатки, как деформация объекта и изменение размеров при спекании, если используется в качестве материала полимерная керамика [1]. Для исследования технологического процесса сушки многослойного диэлектрика была создана математическая модель, позволяющая вычислить необходимые данные, но для расчёта необходимы диэлектрические свойства полимерной глины.

Изучение диэлектрических свойств полимерной глины, т. е. исследование поведения его комплексной диэлектрической проницаемости в зависимости от частоты, температуры, давления, напряжённости электрического поля и прочих факторов, имеет весьма важное значение.



Рис. 1. Часть волновода лабораторной установки, с находящейся в нём полимерной глиной: 1 – волновод; 2 – полимерная глина; 3 – электрическая плитка сопротивления; 4 – система охлаждения

Для исследования частотной и температурной зависимостей параметров, характеризующих диэлектрик, была использована лабораторная установка, позволяющая производить измерения в широком диапазоне частот при изменении температуры образца в заданном интервале. Возможность температурных измерений в некоторых случаях оказывается весьма полезной, так как в целом (в ряде исследований) они могут заменить изучение частотной зависимости проницаемости. Существуют различные методы измерения  $\varepsilon$  и  $tg \delta$  в диапазоне сантиметровых волн. Наибольшее распространение получили резонансный метод, метод отражения и поглощения при расположении диэлектрика в свободном пространстве, волноводные методы [2].

Волноводные методы и их модификации позволяют производить измерения различных твёрдых и жидких веществ в широком диапазоне сантиметровых длин и при широком измерении параметров диэлектриков. Измерения были проведены одним из основных методов, полного заполнения сечения волновода. Схема лабораторной установки изображена на рис. 1.

В этом методе образец исследуемого диэлектрика толщиной *d* располагается в волноводе вплотную к коротко-замыкающей пластине и без зазоров прилегает ко всем стенкам волновода. Второй конец волновода через развязывающий аттеньюатор под-ключён к генератору.

Длина волны генератора (или размеры волновода) выбирается таким образом, чтобы в волноводе располагался основной тип колебаний. В отсутствии образца в волноводе устанавливается чисто стоячая волна с узлами, расположенными на расстоянии  $1/2 \lambda$  друг от друга и от коротко-замыкающих пластин, где  $\lambda_{\rm B}$  – длинна волны в волноводе, связанная с граничной длинной волны  $\lambda_{\rm r}$  и  $\lambda_{\rm o}$  соотношением

$$\lambda_{B} = \frac{\lambda_{o}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{o}}{\lambda_{r}}\right)^{2}}}$$
 (1)

Напряжённость электрического поля в узлах чисто стоячей волны достигает нуля, так как амплитуда отражённой волны равна амплитуде падающей [2].

При внесении образца картина несколько изменятся, принимая вид, изображённый на рис. 2.



а – в пустом волноводе; б – в волноводе с материалом

Изменения картины стоячей волны зависят от свойств исследуемого образца диэлектрика и могут быть связаны с его электрическими характеристиками определённым соотношением, получающимся в результате решения соответствующей электродинамической задачи. Решение этой задачи, учитывающей условия на границе раздела, приводит к комплексному трансцендентному уравнению, связывающему характеристики диэлектрического образца с измеряемыми величинами – коэффициентом бегущей волны  $K_{\delta}$  ( или коэффициентом стоячей волны  $K_c$ ) и положением узла стоячей волны относительно поверхности образца. Это уравнение имеет вид

$$\frac{th\gamma_1 d}{\gamma_1 d} = \frac{-j\lambda_B}{2\pi d} \cdot \frac{K_\delta - jtg\Theta}{1 - jK_\delta tg\Theta},\tag{2}$$

где  $K_{\delta}$  – коэффициент бегущей волны; d – толщина исследуемого образца;  $x_m$  – расстояние от поверхности образца до первого узла стоячей волны;  $\Theta = \frac{2\pi}{\lambda_B} x_m$  – фазовый угол,

соответствующий расстоянию x<sub>m</sub>;  $\gamma_1$  – постоянная распространения в образце [2].

Правая часть уравнения содержит величины  $K_{\delta}$ ,  $\lambda_B$ ,  $x_m$ , которые определяются при помощи волноводного тройника, установленного между генератором и секцией образца и имеющего такое же поперечное сечение, что и сечение, содержащее образец.

Полученное трансцендентное уравнение решено с помощью способа последовательных приближений, с использованием программы, написанной в Mathcad 15.

Измерения состояли из двух этапов. В первый раз полимерная глина имела комнатную температуру ( 25°C ), во второй раз стенка волновода, прилегающая к глине, внешне подогревалась электрической плиткой сопротивления до 45°C. Результаты после обработки результатов измерений представлены в табл. 1.

Таблица 1

#### Результаты измерений

Полимерная глина	e'	$tg\delta$
При температуре 25 °С	67	0,2
При температуре 45 °С	62	0,2

После получения данных о диэлектрических свойствах полимерной глины был смоделирован процесс её нагрева в СВЧ-камере лучевого типа с целью подбора технологических параметров 3D-принтера с СВЧ-установкой.

#### Список литературы

1. Кожевников В.Ю., Машков И.В. Трехмерная печать в СВЧ электромагнитном поле // Электротехника, электромеханика и электротехнологии. 2015. № 1.

2. Брандт А.А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах: пер. с англ. М.: Мир, 196. 403 с.

# АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ ОСНАСТКИ НА РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ

## А. В. Мухин, С. К. Доманов

АО «Информационные спутниковые системы» им. Академика М.Ф. Решетнева» 662972, Железногорск, ул. Ленина, 52 E-mail: pilot 06@inbox.ru

Проведен анализ радиотехнических характеристик двухзеркальной антенны (РТХ), в главном отражающем профиле которой были выявлены деформации. Выявлены причины появления деформаций профиля, представлены результаты измерений РТХ антенны.

В АО «ИСС» одним из важнейших этапов производства космических аппаратов является наземная экспериментальная отработка изделия. Испытания антенных систем проводятся преимущественно на сверхширокополосном автоматизированном измерительно-вычислительном комплексе (СШП АИВК) ближнего поля [1]. Объектом исследования является двухзеркальная осесимметричная антенна Ка-диапазона частот, выполненная по схеме Кассегрена. После проведения цикла измерений были выявлены большие всплески бокового излучения в диаграмме направленности антенны (ДН), не характерные для данной конструкции (рис. 1). Таким образом, была поставлена задача провести анализ полученных радиотехнических характеристик (РТХ) и выявить причину появления больших уровней боковых лепестков ДН антенны.

Основной рефлектор исследуемой антенны диаметром 1,8 метра выполнен из композиционного материала. Антенна имеет 4 точки крепления к посадочной плоскости (рис. 1).



Рис. 1. Схема крепления антенны к посадочной плоскости

После проведения анализа полученных РТХ и визуального осмотра антенны, было выявлено, что всплески бокового излучения соответствуют местам крепления антенны к посадочной плоскости. На основании этого было принято решение ослабить одну из точек крепления антенны и повторить цикл измерения. На рис. 2–4 приведены результирующие ДН в двух плоскостях (азимут (Аз) и угол места (УМ)) и объемные ДН. В табл. 1 представлены коэффициент направленного действия (КНД), кроссполяризационная развязка (КПР), уровень первых боковых лепестков (УБЛ) антенны, закрепленной на 4 и 3 опоры.



Рис. 2. ДН антенны, закрепленной на a - 4 и  $\delta - 3$  опоры соответственно



Частота,	PTX	для 4 точе	ек крепл	пения	РТХ для 3 точек крепления			
N₂	КНД	КПР	УБЛ		КНД	КПР	УБЛ	
1	51,81	25,1	Аз	-10	52,97	27,2	Аз	-12,5
			УМ	-8,3			УМ	-13
2	51,99	24,8	Аз	-10,2	53,17	31,2	Аз	-12,8
			УМ	-8,4			УМ	-13,4
3	51,99	25	Аз	-10,1	53,22	31,2	Аз	-12,8
			УМ	-8,5			УМ	-13,4
4	52,09	23,7	Аз	-10	53,33	30,4	Аз	-12,7
			УМ	-8,4			УМ	-13,3
5	52,18	27	Аз	-10,2	53,47	28,6	Аз	-13,1
			УМ	-8,1			УМ	-13,6
6	52,23	27,9	Аз	-10	53,52	28,8	Аз	-12,8
			УМ	-8,4			УМ	-13,6
7	52,28	27,9	A3	-9,9	53,62	29,4	Аз	-12,7
			УМ	-8,1			УМ	-13,3

Сравнительные результаты двух циклов измерения РТХ антенны: на 4 и 3 точках крепления

Из полученных результатов следует, что высокие уровни бокового излучения ДН исследуемой антенны являются следствием деформации профиля рефлектора посредством затяжки болтовых креплений. Таким образом, отклонения формы поверхности зеркала от параболической приводят к нарушению синфазности поля в раскрыве антенны и ухудшают её эффективность. Точность обеспечения синфазности поля в раскрыве антенны обычно считают достаточной  $\pm \pi/8$ . При этом потери коэффициента усиления антенны не превосходят нескольких процентов. Зависимость между неточностью выполнения поверхности зеркала и нарушением синфазности поля в его раскрыве определяется по формулам (1) – (2) [2]. На рис. 5 представлен параболоид, часть поверхности которого смещена на величину  $\delta_{\vec{n}}$ . Путь луча, отраженного от смещенной части по-

верхности зеркала, увеличивается на величину

$$\Delta \rho = 2\delta_{\vec{n}} \cos\frac{\psi}{2},\tag{1}$$

где  $\psi$  – угол сдвига фаз между полями антенны и облучателя.

Из условия  $| \phi | < \pi / 8$  получим

$$\left|\delta_{\vec{n}}\right| < \frac{\lambda}{32\cos\frac{\psi}{2}}.$$
(2)

Из формулы 2 видно, что вблизи центра параболоида ( $\psi = 0$ ) требуемая точность изготовления профиля рефлектора максимальна. Таким образом, отступление от идеальной поверхности параболоида не должно превышать  $\pm \lambda/32$ . У кромки параболоида требуемая точность выполнения профиля минимальна. Кроме того, периферийные части зеркала возбуждаются с меньшей интенсивностью, чем центр зеркала, что дополнительно смягчает требования к точности выполнения профиля в области периферии.



Рис. 5. Параболоид с деформированной поверхностью

В результате проведенного исследования удалось добиться улучшения РТХ антенны, а именно: ДН стала равноширокой в двух плоскостях, появились ярко выраженные провалы между основным и первым боковым лепестками, КНД и КПР увеличились в среднем по рабочему диапазону на 1,1 дБ и 3,6 дБ соответственно, УБЛ упал в среднем на 3,9 дБ. В качестве перспективных задач определены следующие: 1) измерение профиля рефлектора антенны путем сканирования высокоточным лазерным радаром; 2) коррекция фокусировки антенны путем перемещения контррефлектора для выравнивания уровня боковых лепестков; 3) корректировка конструкторской документации в части количества используемых опор для посадочной плоскости антенны.

### Список литературы

1. Мухин А.В. Использование радиотехнических сканеров в ОАО «ИСС» // Материалы докладов Всеросс. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР–2013», Томск, 2013. С. 20–22.

2. Айзенберг Г.З. Антенны УКВ. Ч. 2. М.: Связь, 1977. 377 с.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ПЛОСКИХ КОРОТКИХ ЩЕЛЕВЫХ АНТЕНН МИКРОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА И ВЛИЯНИЯ УГЛА РАСКРЫВА НА ИХ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

## В. П. Заярный, С. А. Парпула

Волгоградский государственный технический университет 400005, г. Волгоград, пр. Ленина 28 E-mail: parpula@yandex.ru

Изучались характеристики плоских симметричных щелевых антенн осевого излучения, размеры которых соизмеримы с длиной волны излучения ( $\lambda = 30$  мм), имевших линейно расширяющийся раскрыв. При этом теоретически рассчитаны, экспериментально измерены и проанализированы диаграммы направленности (ДН) исследовавшихся антенн для углов раскрыва 60, 90 и 120°. Выявлено влияние угла раскрыва антенн на их коэффициент направленного действия. Получено хорошее согласование экспериментально измеренных ДН антенн (на частотах 10±2 ГГц) с разработанными математическими моделями.

Известно, что антенны и антенные устройства являются важнейшими функциональными звеньями в радиотехнических системах (РТС), поэтому в настоящее время продолжается разработка и исследование их новых образцов. Учитывая существующую тенденцию к исследованию микроволнового диапазона и к миниатюризации РТС, разработка новых антенн с минимизацией их размеров и исследование их электродинамических и излучательных характеристик представляется важным и актуальным.

В данной работе теоретически и экспериментально исследовались диаграммы направленности (ДН) плоских симметричных антенн осевого излучения с линейно изменяющимся раскрывом, длина которых была соизмерима с длиной волны излучения.

Исследования проводились в окрестности частоты  $f_0 = 10$  ГГц (±2 ГГц), а угол раскрыва антенн изменялся в пределах от 60 до 120° с интервалом 30°. Изменение угла раскрыва антенн производилось с целью изучения его влияния на форму ДН исследовавшихся антенн, при этом измерение ДН производилось для антенн, длина которых  $L = 1\lambda_0 = 30$  мм (рис. 1), а угол раскрыва а имел одно из значений в указанных пределах. Измерения проводились на установке, описанной в [1, 2].

Расчет диаграмм направленности для исследовавшихся плоских коротких симметричных антенн, у которых изменение поперечного сечения раскрыва является линейным, производился с использованием обобщенных модельных представлений, приведенных в [1], модифицированных для случая коротких антенн. В этом случае шаг увеличения ширины регулярной щели в нерегулярной направляющей структуры (раскрыва антенны, рис. 1) выбирался согласно условию

$$w_n - w_{n-1} = w_{n+1} - w_n = \Delta w < \frac{\lambda_0}{4},$$
(1)

где  $W_n$  – ширина щели *n*-го регулярного участка направляющей структуры антенны;  $\Delta w$  – шаг увеличения ширины щели нерегулярной направляющей структуры;  $\lambda_0$  – длина волны электромагнитных колебаний на входе антенны. Это условие оказалось вполне приемлемым для случая коротких антенн. Результирующее поле в дальней зоне пространства  $E_n(\theta, \phi)$  определяется суммой вкладов в излучение от каждого регулярного участка антенны, как показано в [1].

Процедура ступенчатой аппроксимации может быть автоматизирована или произведена вручную. В данном случае расчеты показывают, что для изучаемых коротких антенн результаты хорошо сходятся, когда значение  $\Delta w = \lambda_0/16$ .



Рис. 1. Исследуемая плоская антенна осевого излучения и ее аппроксимация регулярными участками

Поперечная компонента электрической составляющей напряжённости электромагнитного поля для *n*-го регулярного участка антенны определяется следующим выражением [4]:

$$E_{\theta}(\theta,\varphi) = \frac{j\omega\varepsilon w \cdot \sin\varphi \cdot e^{-jk_{0}r}}{4\pi^{2}r} \int_{-w/2}^{w/2} \frac{e^{jk_{0}z'\cos\theta}}{\sqrt{\left(\frac{w}{2}\right)^{2} - z^{2}}} dz' \times \int_{0}^{L} e^{jk_{0}x'\sin\theta\cos\varphi} \cdot e^{k_{x}x'} \cdot \left[1 + e^{j\frac{\pi}{4}}F\left(v \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2}}\right) + \frac{\sqrt{2}e^{-j\frac{\pi}{4}}}{\pi} \frac{e^{-j\frac{\pi}{2}v^{2}}}{v}\right] dx'.$$

$$(2)$$

Здесь

$$F(v) = \int_{0}^{v} e^{-jt^{2}} dt -$$
интеграл Френеля  
$$v = \sqrt{\frac{2k_{0}x'\sin\theta(1+\cos\varphi)}{\pi}};$$

 $\omega$  – частота электромагнитных колебаний на входе антенны;  $\varepsilon$  – диэлектрическая проницаемость;  $k_0$  – волновое число; r – расстояние до рассматриваемой точки в дальней зоне (в нашем случае r = 3 м – расстояние от передающей, до приемной антенны); x и z – продольная и поперечная координаты направляющей структуры антенны (соответственно x' и z' – параметры интегрирования); j – мнимая единица; t – переменная интегрирования.

Для проведения натурного эксперимента был изготовлен ряд опытных образцов плоских симметричных щелевых антенн с линейно расширяющимся раскрывом (рис. 1), у которых угол раскрыва  $\alpha$  изменялся в пределах 60–120° с интервалом 30°. Питание антенн производилось через коаксиальный разъем, аналогично питанию антенн, описанных в [5].

На рис. 2–4 приведены диаграммы направленности (штриховая линия), полученные в результате моделирования с использованием приведенных выше формул (в E– плоскости) для случая, когда длина антенны L = 30 мм, а углы раскрыва антенны  $\alpha$ имели значения 60, 90 и 120°, а также экспериментально измеренные диаграммы направленности для соответствующих антенн. Из графиков также видно, что при увеличении угла раскрыва  $\alpha$  исследовавшихся антенн главный лепесток их ДН сужается. По рассчетным данным видно, что его ширина по уровню половинной мощности составляет: для случая  $\alpha = 60^{\circ} - 52^{\circ}$ , для случая  $\alpha = 90^{\circ} - 26^{\circ}$ , а для случая  $\alpha = 120^{\circ} - 16^{\circ}$ . Следует также отметить, что в данном случае уровень боковых лепестков (УБЛ) не превышает значения 0,05 от максимального значения мощности излучения в направлении главной оси (при  $\theta = 0$ ).

На приведенных экспериментальных графиках левые половины ДН приведены для Н-плоскости, а правые – для Е-плоскости. Во всех случаях ширина ДН в Н-плоскости получалась несколько шире, чем в Е-плоскости. Также видно, что у экспериментально полученных ДН вершина главного лепестка более протяженная и пологая, чем в случае расчетных ДН, что многократно подтверждалось при проведении экспериментов.



Рис. 2. Расчетная (в Е-плоскости штриховая линия) и экспериментально измеренная (в Е- и Н- плоскостях сплошная линия) диаграммы направленности для антенны с углом раскрыва 60°



Рис. 3. Расчетная (в Е-плоскости штриховая линия) и экспериментально измеренная (в Е- и Н- плоскостях сплошная линия) диаграммы направленности для антенны с углом раскрыва 90°



Рис. 4. Расчетная (в Е-плоскости штриховая линия) и экспериментально измеренная (в Е- и Н- плоскостях сплошная линия) диаграммы направленности для антенны с углом раскрыва 120°

Из приведенных графиков также видно, что с увеличением угла раскрыва антенн, главный лепесток ДН в обеих плоскостях сужается, как и в случае расчетных ДН. Для антенн с углом раскрыва 60° ширина ДН по половинной мощности составляла порядка 50° в Е-плоскости и порядка 51° в Н-плоскости. Для антенн с углом раскрыва 90°, соответственно, порядка 25° в Е-плоскости и порядка 36° в Н-плоскости. Для антенн с углом раскрыва 120°, соответственно, порядка 15° в Е-плоскости и порядка 15° в Е-плоскости и порядка 19° в Н-плоскости. Из приведенных результатов следует, что экспериментально измеренные ДН по уровню половинной мощности (для Е-плоскости) хорошо согласуются с рассчитанными. Эксперимент также показал, что форма ДН часто в диапазоне 8–12 ГГц существенно не изменялась. Уровень боковых лепестков экспериментально полученных ДН во всех случаях был выше, чем для расчетных ДН, но не превышал значения половинной мощности. Высокий УБЛ, вероятнее всего, объясняется неидеальной формой исследовавшихся антенн и наличием отражения от стенок измерительной камеры.

По полученным экспериментальным данным также построена зависимость КНД D исследовавшихся антенн от их угла раскрыва (рис. 5) с использованием известного соотношения

$$D = 41253 / (\theta_{0,5}^{\circ} \cdot \phi_{0,5}^{\circ}),$$

где  $\theta_{0,5}^{\circ}$ ,  $\phi_{0,5}^{\circ}$  – соответственно, ширина ДН в Е- и Н-плоскостях (в градусах) по уровню половинной мощности. Из графика видно, что при увеличении угла раскрыва антенны, ее КНД увеличивается нелинейно, резко нарастая в области больших углов раскрыва ( $\alpha > 70^{\circ}$ ). Учитывая, что КПД подобных антенн  $\eta = 0,6\div0,8$ , а коэффициент усиления антенн К =  $\eta$  D, нетрудно установить зависимость их коэффициента усиления от угла раскрыва, характер которой будет таким же, как на рис. 5.

Полученные результаты также свидетельствуют о возможности использования исследовавшихся антенн в составе более сложных антенных систем, например, в составе антенных решеток, описанных в [5, 6].



Рис. 5. Зависимость КНД исследовавшихся антенн от угла раскрыва

В данной работе для плоских симметричных щелевых антенн микроволнового диапазона, размеры которых соизмеримы с длиной волны излучения ( $\lambda = 30$  мм), имеющих линейно расширяющийся раскрыв, получены математические модели ДН для случаев, когда угол раскрыва антенн принимал значения 60, 90 и 120°. Установлено, что с увеличением угла раскрыва ширина главного лепестка ДН уменьшается, а уровень боковых лепестков не превышает значения 0,1 от максимальной мощности излучения в направлении главной оси. Результаты эксперимента для аналогичных натурных образцов антенн показали, что их ДН имеют ту же закономерность, что и расчетные ДН, т. е. с увеличением угла раскрыва ширина главного лепестка их ДН уменьшается. При этом уровень боковых лепестков у экспериментально измеренных ДН существенно выше, чем у расчетных, что объясняется неидеальностью условий эксперимента. Следует отметить, что экспериментально измеренные ДН хорошо согласуются с рассчитанными ДН (по уровню половинной мощности). Полученная зависимость КНД исследовавшихся антенн от угла раскрыва показала, что при увеличении угла раскрыва антенны ее КНД увеличивается нелинейно, резко возрастая в области больших углов раскрыва ( $\alpha > 70^{\circ}$ ).

#### Список литературы

1. Фролов А.А., Гирич С.В., Заярный В.П. // Изв. вузов. Радиофизика. 2009. Т. 52, № 4. С. 328.

2. Заярный В.П. Радиофизические свойства твердотельных слоистых структур с зарядовой связью: методы и информационные возможности для их определения. М.: Радио и связь, 2001. 212 с.

3. Sharma A.K., Wilson R.M., Rosen A. // IEEE Antennas & Propagation Society APS. 1985. Vol. 6. P. 97.

4. Janaswamy R., Schaubert D. // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1987. V. 35. P. 1058.

5. Фролов А.А., Гирич С.В., Заярный В.П. // Изв. вузов Радиофизика. 2012. Т. 55. № 10–11. С. 697.

6. Пат. № 103676 РФ. Антенна кругового обзора / Фролов А.А., Гирич С.В., Заярный В.П. Зарег. 20.04.2011.

# ПРЯМОУГОЛЬНЫЙ РЕЗОНАТОР ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ КОМПОЗИТОВ НА ОСНОВЕ МНОГОСТЕННЫХ УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБОК

А. С. Поливанова, А. О. Качусова, О. А. Доценко (научный руководитель)

Томский государственный университет 634050, г. Томск, пр. Ленина, 36 E-mail: anyuta.poliwanowa@yandex.ru

В работе с помощью объёмного прямоугольного резонатора проведены измерения частотных зависимостей комплексной диэлектрической проницаемости образцов композиционных материалов на основе многостенных углеродных нанотрубок. Показано, что для образцов с большими потерями при использовании данного метода исследования необходимо образец сдвигать из пучности поля и при расчете провести аналитическую корректировку расчетных формул.

При выборе того или иного материала для использования в радиоэлектронной аппаратуре необходимо знать его динамические электромагнитные характеристики (частотные зависимости комплексной диэлектрической и магнитной проницаемостей), а также значения коэффициентов отражения, прохождения и поглощения в рабочей полосе частот. Для этих целей используются разные типы измерительных ячеек: измерительные конденсаторы, коаксиальные и микрополосковые резонаторы, рупора, объёмные цилиндрические и прямоугольные резонаторы, открытые резонаторы и др. Каждая из этих установок работает в определённом частотном диапазоне.

В качестве измерительной ячейки часто используется объёмный прямоугольный резонатор [1–5]. Прямоугольный резонатор (рис. 1) представляет собой отрезок волновода, замкнутый с обоих концов проводящими пластинами. Диапазон измерений зависит от размеров резонатора. В наших измерениях использовался резонатор с размерами  $35 \times 15 \times 450$  мм<sup>3</sup>, работающий в диапазоне частот от 6 до 8,5 ГГц [1, 4]. Для помещения образца внутрь резонатора в центре широкой стенки сделаны небольшие круглые отверстия.



Рис. 1. Прямоугольный резонатор

При расчёте характеристик материалов используется пересчет отклика измерительной ячейки на внесение в нее образцов материалов, которые находятся в центре прямоугольного резонатора в пучности электрического поля [2, 3], причем объём образцов много меньше объёма резонатора. Это позволяет при расчёте параметров материалов использовать метод малых возмущений, при котором выполняется условие

$$\frac{\omega}{c} \times \sqrt{\left|\varepsilon\right| \times \left|\mu\right|} \times d \le \frac{\pi}{6},$$

где *d* – поперечные размеры образца.

В работе [6] приведены формулы для расчёта методом малых возмущений действительной є' и мнимой є" диэлектрической проницаемости (ДП) материалов, измеренных с помощью прямоугольного резонатора:

$$\frac{\varepsilon'}{\varepsilon_0} = 1 - \frac{V_c \Delta \omega'}{2V_s \omega_0}, \qquad \qquad \frac{\varepsilon''}{\varepsilon_0} = \frac{V_c \Delta \omega''}{2V_s \omega_0}, \qquad (1)$$

где p – число вариаций ЭМВ;  $V_c$  – объём образца;  $V_s$  – объём резонатора;  $\Delta\omega'$  – сдвиг резонансной кривой резонатора;  $\Delta\omega''$  – уширение резонансной кривой резонатора при внесении в него образца. Расчётные формулы [2, 3, 6] являются приближёнными, так как в них предполагается, что образец находится в центре резонатора и представляет собой длинный стержень, толщина которого стремится к нулю. Поэтому при расчёте присутствует погрешность математической модели.

Для изготовления экспериментальных образцов использовались многостенные углеродные нанотрубки (МУНТ), изготовленные в Институте катализа СО РАН (г. Новосибирск). МУНТ были получены каталитическим газофазным осаждением этилена в присутствии FeCo/Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> катализатора. Средний диаметр нанотрубок 9,4 нм. Содержание МУНТ более 97,5 % от общей массы. Для изготовления композитов с МУНТ использовался уретано-алкидный лак. Весовое содержание МУНТ в композите составляло 0,25, 0,5, 1, 2 и 4 масс. %. Композиты для измерений приготавливали следующим образом. В навеску лака добавляли необходимое количество наполнителя и полученную смесь тщательно перемешивали в течение 5 мин. После этого смесь разливали в плоские формы с размерами 70,0 × 20,0 × 0,5 мм<sup>3</sup> и оставляли для полимеризации в течение 48 ч при комнатной температуре. Готовый образец представлял собой тонкий стержень с размерами 70,0 × 2,0 × 0,5 мм<sup>3</sup>.

На рис. 2 и 3 представлены частотные зависимости диэлектрической проницаемости исследуемых образцов.



Рис. 2 Частотные зависимости действительной части диэлектрической проницаемости композита с содержанием нанотрубок 0,25, 0,5, 1, 2 и 4 масс. %

На рис. 2, 3 видно, что чем больше концентрация нанотрубок в исследуемом материале, тем больше значения ДП. Причем при концентрации 4 масс. % наблюдается большой скачок в значениях как действительной, так и мнимой части ДП. Это может быть вызвано появлением перколяционного перехода в исследуемом материале, так как МУНТ являются проводящими структурами и при концентрации 4 масс. % возникают проводящие области внутри материала, и, как следствие, происходит резкое возрастание потерь на проводимость материала.



Рис. 3. Частотные зависимости мнимой части диэлектрической проницаемости композита с содержанием нанотрубок 0,25, 0,5, 1, 2 и 4 масс. %

Таким образом, в данной работе с помощью прямоугольного резонатора была исследована комплексная ДП композиционного материала. Из полученных результатов видно, что образцы с большими потерями имеют достаточную разницу в значениях ДП, так как метод малых возмущений имеет ограничения на область применения. При исследовании образцов с большими потерями необходимо уменьшать взаимодействие электродинамической системы с образцом. Для этого требуется располагать образец не в центре резонатора и провести аналитическую корректировку расчетных формул (1).

Исследование проводилось в центре коллективного пользования Томского государственного университета «Центр радиоизмерений, ТГУ».

Работа выполнена в рамках Программы повышения конкурентоспособности Национального исследовательского Томского государственного университета.

### Список литературы

1. Баскаков С.И. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: ЛИБРОКОМ, 2012. 416 с.

2. Sheen J., Li C.Y., Ji L.W., Mao W.L., Liu W., Chen C.A. Measurements of dielectric properties of TiO2 thin films at microwave frequencies using an extended cavity perturbation technique // Journal Mater Sci: Mater Electron, 2010. V. 21. No. 8. P. 817–821.

3. Sharma1 S., Kumar A., Kaur D. Cavity perturbation measurement of complex permittivity of dielctric material at microwave frequencies // International Journal of Emerging Technologies in Computational and Applied Sciences (IJETCAS), 2013. V. 4. No. 1. P. 116–120.

4. Завьялов А.С., Дунаевский Г.Е. Измерение параметров материалов на сверхвысоких частотах. Томск: Изд-во Томск. ун-та, 1985. 214 с.

5. Dotsenko O., Kachusova A. Influence of Ultrasonic Treatment on Electromagnetic Characteristics of Composites Based on Multiwall Carbon Nanotubes at Microwave Frequencies // Key Engineering Materials, 2016. V. 683. P. 65–70.

6. Сусляев В.И. Прямоугольный многомодовый сверхвысокочастотный резонатор. Томск: Изд-во Томск. ун-та, 1994. 18 с.

# ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР СО СВЕРХШИРОКОЙ ПОЛОСОЙ ЗАГРАЖДЕНИЯ НА ОСНОВЕ МНОГОПРОВОДНИКОВЫХ ПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ

М. О. Савишников, А. П. Басков, А. М. Сержантов (научный руководитель)

ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет» 660074, г. Красноярск, ул. Киренского 26 E-mail: savishnikov2012@yandex.ru

С использованием электродинамического моделирования разработана миниатюрная конструкция полоснопропускающего фильтра четвертого порядка на основе многопроводниковых полосковых резонаторов. Измеренные амплитудно-частотные характеристики изготовленного макета устройства показали, что по сравнению с известными аналогами фильтр обладает не только существенно меньшими габаритами, но и значительно более протяженной и глубокой высокочастотной полосой заграждения, ширина которой в десятки раз превышает центральную частоту полосы пропускания при уровне подавления более 110 дБ.

Как известно, частотно-селективные устройства (ЧСУ) являются важнейшими элементами современных радиотехнических систем связи, радиолокации, радионавигации, а также измерительной аппаратуры. Такие устройства должны иметь не только малые габариты, но и быть технологичными в изготовлении. Для существенного улучшения характеристик современных радиотехнических систем требуется разработка нового поколения миниатюрных ЧСУ, в частности полосно-пропускающих фильтров (ППФ), которые должны обладать не только малыми вносимыми потерями в полосе частот сигнала, но и протяженной полосой заграждения с высоким уровнем подавления помех. По совокупности таких характеристик как миниатюрность, надежность, технологичность и стоимость, одними из лучших являются устройства на основе полосковых и микрополосковых резонаторов. К настоящему времени среди наиболее востребованных конструкций полосковых ППФ можно выделить несколько основных. Прежде всего это микрополосковые фильтры на резонаторах, в которых за счет скачков ширины полосковых проводников удается расширить полосу заграждения [1, 2]. Такие фильтры просты в изготовлении и настройке, тем не менее протяженность их полосы заграждения не превышает 11  $f_0$  ( $f_0$  – центральная частота полосы пропускания) при уровне подавления до -40 дБ. Также широко применяются LTCC фильтры [3] и полосковые фильтры на квазисосредоточенных многослойных структурах [4, 5], которые при одинаковой протяженности полосы заграждения существенно компактнее микрополосковых устройств.

В настоящей работе представлены результаты экспериментального исследования полосно-пропускающего фильтра на многопроводниковых полосковых резонаторах. Рассматриваемая конструкция была ранее теоретически исследована в работе [6], где численным электродинамическим расчетом было показано, что фильтры на ее основе могут обладать рекордной миниатюрностью и уникальной селективностью по сравнению с известными аналогами.

Полосковый многопроводниковый резонатор (рис. 1) содержит многослойную металлодиэлектрическую структуру, подвешенную между двумя экранами в металлическом корпусе, состоящую из полосковых металлических проводников, электромагнитно связанных между собой и разделенных тонкими диэлектрическими слоями. Проводники с нечетными номерами одним концом замкнуты на экран с одной стороны подложки, а проводники с четными номерами замкнуты одним концом на экран с противоположной стороны подложки.

В работе [6] также были проведены исследования зависимости нижайшей резонансной частоты  $f_1$  рассматриваемого полоскового резонатора от числа его проводни-

ков N при фиксированной толщине диэлектрических слоев. Было показано, что с увеличением числа проводников структуры собственная частота резонатора понижается, а собственная добротность возрастает. Кроме того, при уменьшении толщины диэлектрических слоев частота резонанса  $f_1$  также понижается, а отношение  $f_2/f_1$  возрастает в несколько раз.



Рис. 1. Конструкция многопроводникового полоскового резонатора и фотография макета фильтра четвертого порядка на его основе

На основе рассматриваемого резонатора был спроектирован и изготовлен полосно-пропускающий фильтр четвертого порядка с числом проводников в каждом резонаторе N=7. Центральная частота полосы пропускания фильтра  $f_1 = 360$  МГц при ее относительной ширине  $\Delta f/f_1 = 10$  %. Диэлектрическая проницаемость слоев  $\varepsilon = 2,1$  (материал слоев – полиамид толщиной 50 мкм), ширина проводников 2,5 мм, расстояние от верхнего и нижнего экранов до поверхности многослойной структуры 3 мм, материал проводников – медь. Длина резонаторов при таких конструктивных параметрах составила 15,5 мм. Габариты фильтра 15,5 мм х 31,75 мм х 8,45 мм или в длинах волн в вакууме на центральной частоте полосы пропускания 0,019 $\lambda$ ×0,038 $\lambda$ ×0,013 $\lambda$ . На рис. 1 представлена фотография изготовленного макета фильтра, а на рис. 2 изображены его рассчитанные и измеренные амплитудно-частотные характеристики.



Рис. 2. Рассчитанные и измеренные зависимости коэффициента прохождения фильтра четвертого порядка (штриховая линия – расчет, сплошная линия – эксперимент)

Из представленных зависимостей видно, что фильтр обладает высокой крутизной склонов вблизи полосы пропускания и значительным уровнем затухания в полосах подавления. Так, высокочастотная полоса заграждения простирается до частоты  $24f_0$  при уровне затухания в этой полосе более 110 дБ, а по уровню затухания 60 дБ она простирается до частоты  $\sim 44 f_0$ , что является рекордной на сегодняшний день величиной для конструкций полосковых фильтров. При этом фильтр характеризуется значительной миниатюрностью и малыми вносимыми потерями в полосе пропускания.

Далее в таблице приводится сравнение характеристик изготовленного фильтра с известными мировыми аналогами:

Источник	<i>f</i> <sub>0</sub> (МГц)/Полоса (%)	Порядок/Потери (дБ)	Размер (λ)	Полоса заграждения
[1]	2400/5	3/2.4	0.132×0.081	40дБ до 8.76 <i>f</i> 0
[2]	1500/9	2/2.5	0.16×0.12	23.7дБ до to $10.6f_0$
[3]	2450/11	2/2.5	0.054×0.045×0.013	26дБ до to $4f_0$
[4]	500/20	4/3.5	0.03×0.06	30дБ до to $7f_0$
[5]	960/8	3/4.0	0.027×0.13×0.013	30дБ до to $5f_0$
Понноя				30дБ до to $45 f_0$
данная	360/10	4/2.5	0.019×0.038×0.013	60дБ до to 44 $f_0$
paulia				110дБ до to 24 $f_0$

Из представленных данных видно, что по сравнению с известными конструкциями разработанный фильтр обладает на только существенно меньшими габаритами, но и значительно более протяженной и глубокой высокочастотной полосой заграждения.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, соглашение № 14.607.21.0039.

## Список литературы

1. Peng Chu, Wei Hong, Linlin Dai et al. Wide Stopband Band-pass Filter Implemented With Spur Stepped Impedance Resonator and Substrate Integrated Coaxial Line Technology // IEEE Microwave and Component Letters. No. 4. P. 218–220.

2. Chan Ho Kim and Kai Chang. Wide-Stopband Bandpass Filters Using Asymmetric Stepped-Impedance Resonators // IEEE Microwave and Component Letters. 2013. No. 2. P. 69–71.

3. Xin Dai, Xiu Yin Zhang, Hsuan-Ling Kao, et al. LTCC Band-pass Filter With Wide Stopband Based on Electric and Magnetic Coupling Cancellation // IEEE Transaction on IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol. 2014. No. 10. P. 1705–1713.

4. L. Hepburn and Jiasheng Hong. Compact Integrated Lumped Element LCP Filter // IEEE Microwave and Component Letters. 2016. No. 1. P. 19–21.

5. Hai Hoang Ta and Anh-Vu Pham. Compact Wide Stopband Bandpass Filter on Multilayer Organic Substrate // IEEE Microwave and Component Letters. 2014. No. 3. P. 161–163.

6. Миниатюрный многопроводниковый полосковый резонатор на многослойной подвешенной подложке / Б.А Беляев, Я.Ф. Бальва, А.М. Сержантов, Ан. А. Лексиков, Р.Г. Галеев // Изв. вузов. Физика. 2015. № 10/3. С. 159–161.

## КОМПЛЕКСНЫЕ ВОЛНЫ В КРУГЛЫХ ВОЛНОВОДАХ С МНОГОСЛОЙНЫМ ЗАПОЛНЕНИЕМ

А. А. Сутулин, А. А. Жуков (научный руководитель)

Томский государственный университет 634050, г. Томск, пр. Ленина, 36 E-mail: Jackhammer477@gmail.com

В работе исследуются комплексные волны в круглых многослойных экранированных волноводах с различными значениями магнитных проницаемостей слоев. Определены зависимости постоянных распространения комплексных волн запредельного двухслойного волновода от параметров слоев.

Круглые волноводы с радиально ступенчатыми на поперечном сечении неоднородностями обладают рядом особенностей, что позволяет создавать на их основе преобразователи для контроля диэлектрической [1, 2] и магнитной проницаемостей материалов и сред [3, 4]. При определенных значениях геометрических и материальных параметрах слоев в таких структурах возможно существование комплексных волн при отсутствии потерь в заполняющих средах [5-7]. На предмет существования комплексных волн рядом авторов исследованы круглый волновод с неоднородным по радиусу диэлектрическим заполнением и прямоугольный волновод с одномерной диэлектрической неоднородностью. Показано, что в круглом волноводе с неоднородным заполнением для несимметричных волн существуют области комплексных волн. Несимметричные волны в такой структуре являются гибридными – все шесть составляющих электромагнитного поля не равны нулю. В то же время для симметричных волн не существует комплексно-сопряженных пар решений волновых уравнений [5]. Экспериментально доказано существование в экранированном волноводе без потерь или с малыми потерями волн, имеющих комплексные постоянные распространения. Рассчитаны и экспериментально исследованы некоторые СВЧ-устройства, работа которых основана на специфических свойствах волн частично заполненных круглых волноводов [6].

В данной работе исследуются комплексные волны экранированного двухслойного цилиндрического волновода при изменении отношений радиусов слоев и их магнитных проницаемостей.

Базовой электродинамической моделью измерительных ячеек для исследования электрофизических свойств различных материалов волноводным методом в широком диапазоне частот является круглый двухслойный волновод.

В работе показано, что при определенных геометрических параметрах и фиксированных значениях магнитных проницаемостей слоев экранированного двухслойного волновода в такой структуре возможно существование комплексных волн.

На рис. 2 показаны зависимости действительной и мнимой частей нормированной постоянной распространения  $\beta b$  волны  $EH_{11}$  от коэффициента заполнения двухслойного волновода a/b (b – радиус волновода, a – радиус внутреннего слоя). Пунктирные линии соответствуют действительной части  $\beta'b$ , а сплошные линии – мнимой части  $\beta''b$ нормированной постоянной распространения ( $\beta = \beta' - i\beta''$ ). Диэлектрическая проницаемость внутреннего и внешнего слоя равна 10 ( $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 10$ ). Магнитная проницаемость  $\mu_2$ внешнего слоя равна 1. Волновое число свободного пространства  $k_0b$ , нормированное на радиус волновода, равно 0,04.

Цифрами 1, 2, 3 обозначены зависимости нормированной постоянной распространения от коэффициентов заполнения волновода при значениях магнитной проницаемости µ1 внутреннего слоя, равных 1000, 500 и 100 соответственно.



Рис. 2. Зависимость постоянной распространения волны *EH*<sub>11</sub> от коэффициента заполнения в двухслойном волноводе

На графике видно, что при определённых параметрах заполнения волновода постоянная распространения становится комплексной величиной, что соответствует комплексным волнам. Эти области обозначены на графике 1.1, 2.2 и 3.3.

Расчеты показывают, что комплексные волны в структурах со скачком магнитной проницаемости слоев возникают при меньших значениях коэффициента заполнения волновода, чем волны в структурах со скачком диэлектрической проницаемости слоев. Этот факт можно объяснить различной радиальной зависимостью составляющих электрического и магнитного полей рассматриваемого типа волны.

#### Список литературы

1. Жуков А.А., Мещеряков В.А., Редькин Г.А. Собственные волны HE11 и E01 в запредельном двухслойном изотропном круглом волноводе // Известия вузов. Физика. 2010. Т. 53. № 9/2. С. 195–197.

2. Жуков А.А., Мещеряков В.А., Редькин Г.А. Запредельные волноводные преобразователи для контроля диэлектрической проницаемости материалов и сред // Ползуновский вестник. 2011. № 3/1. С. 83–85.

3. Жуков А.А., Редькин Г.А., Ширенкова О.И. Измерительные преобразователи на основе запредельных двухслойных круглых волноводов // Изв. вузов. Физика. 2008. Т. 51. № 9/2. С. 172–174.

4. Жуков А.А., Мещеряков В.А., Редькин Г.А. Устройство измерения магнитной проницаемости материалов на основе запредельного круглого двухслойного волновода // Доклады ТУСУРа. 2011. № 2(24). Ч. 1. С. 245–248.

5. Веселов Г. И., Раевский С. Б. Слоистые металлодиэлектрические волноводы. М.: Радио и связь, 1988. 248 с.

6. Раевский А.С., Раевский С.Б. Комплексные волны. М.: Радиотехника, 2010. 224 с.

7. Pollock J.G., Iyer A.K. Below-cutoff propagation in metamaterial lined circular waveguides // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2013. Vol. 61. No. 9. P. 3169–3178.

## РАЗРАБОТКА ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫХ СВЧ РАБОЧИХ КАМЕР Для термообработки керамики

С. В. Тригорлый, В. Ю. Кожевников, В. В. Захаров

ФГБОУ ВО «Саратовский государственный технический университет имени Ю. А. Гагарина» 410054, г. Саратов, ул. Политехническая, 77 E-mail: sstu\_office@sstu.ru

Приведены результаты исследований по разработке CBЧ электротехнологической установки для термообработки керамики. Разрабатываемые CBЧ-установки позволяют осуществлять равномерный объемный нагрев заготовки с целью получения однородной структуры готового изделия, обеспечивающей высокие прочностные свойства керамики.

В настоящее время в науке и технике уделяется значительное внимание инновационным материалам и технологиям их изготовления. Благодаря уникальности своих свойств, керамики получили широкое распространение в различных областях применения. К основным свойствам керамики относятся прочность и твердость одновременно с легкостью, термическая и химическая стойкость, пористость, плотность.

Основным техническим параметром, определяющим качество готовой продукции из керамики, является однородность структуры, что достигается главным образом за счет равномерного объемного нагрева заготовок.

В промышленных технологиях термообработки керамики используются, как правило, традиционные виды нагрева: конвективный и кондуктивный. Недостатком данных способов является неравномерность нагрева заготовки, что приводит к неоднородности структуры и, как следствие, к низким прочностным свойствам готового изделия. Применение энергии сверхвысоких частот (СВЧ) позволяет интенсифицировать процесс термообработки керамики, обеспечить однородность структуры изделия, что в итоге отражается на повышении качества готовой продукции, повышении производительности и энергоэффективности электротехнологических установок.

Указанное подтверждается различными исследованиями [1, 2]. Так, в работе [1] проводились исследования влияния СВЧ-излучения на структуру и механические свойства кремнеземистой керамики. Обжиг образцов проводился с использованием СВЧизлучения и без него. Выявлено, что прочность образцов, обожженных при 700°С с использованием СВЧ-излучения, возросла в 2,5 раза. СВЧ излучение влияет на кинетику спекания керамики, активирует процессы фазовых превращений в каркасе.

Для интенсификации процессов термообработки керамики предлагается разработка высокотемпературной СВЧ электротехнологической установки. В качестве вариантов рабочих камер рассматриваются камеры с бегущей волной и камеры лучевого типа. Высокая температура спекания керамики ( $\approx 1500$  <sup>0</sup>C) предъявляет особые требования к конструкции рабочей камеры, а также к методам контроля параметров технологического процесса.

Для проведения исследований процессов спекания керамики предлагается использовать СВЧ рабочую камеру с бегущей волной на нерегулярном прямоугольном волноводе, схематично изображенную на рис. 1.

Рабочая камера предназначена для работы на частоте 2450 МГц и выполнена на базе прямоугольного волновода сечением 45х90 мм. Во внутреннем пространстве камеры нами выполнена футеровка, состоящая из огнеупорного слоя и теплоизоляции с целью предохранения элементов камеры от перегрева и расплавления, а также для повышения теплового КПД установки и ее энергоэффективности. С целью упрощения процессов загрузки и извлечения заготовки из камеры для нее дополнительно изготовлена разъемная огнеупорная форма (рис. 2).



Рис. 1. Схематичное изображение рабочей камеры



Рис. 2. Фотография нижней секции разъемной формы с заготовкой из глины

Для измерения температуры на боковой стенке рабочей камеры выполнены запредельные волноводы (на рис. 1 не показаны). Температуру предлагается измерять с применением высокотемпературного пирометра и термопары.

С целью определения оптимального положения формы с заготовкой во внутреннем пространстве рабочей камеры были проведены ее «холодные» испытания.

Критерием оптимальности согласования рабочей камеры с нагрузкой (заготовкой) является минимальная величина коэффициента стоячей волны по напряжению (далее – КСВН).

Для испытаний применялась лабораторная установка (рис. 3), основными элементами которой являлись индикатор КСВН Я2Р-67, генератор качающейся частоты ГКЧ-53, детекторные головки. Блок-схема измерения КСВН показана на рис. 4.

В качестве диапазона «качания» частоты был выбран диапазон 2350-2450 МГц. Результаты испытаний приведены в табл. 1.



Рис. 3. Фотография лабораторной установки для «холодных» испытаний рабочих камер и исследуемой рабочей камеры



Рис. 4. Блок-схема измерения КСВН: 1 – волновод; 2 – переход коаксиальный; 3, 5 – головка детекторная; 4,6 – ответвитель направленный; 7 – рабочая камера; 8 – кабель соединительный СВЧ; 9 – кабель соединительный; 10 – кабель соединительный ВЧ

Таблица 1

Результаты «холодных» испытаний СВЧ рабочей камеры

№ исп.	Расположение заготовки в рабочей камере	КСВН <sub>2350МГц</sub>	КСВН <sub>2400МГц</sub>	КСВН <sub>2450МГц</sub>	<i>КСВН</i> <sub>ср.знач</sub>
1	Пустая камера	2,5	1,7	3,2	2,5
2	Камера с пустой формой, положение: у фронталь- ной стенки	1,7	2,8	2	2,2
3	Камера с пустой формой, положение: у задней стенки	1,6	3,5	3	2,7
4	Камера с пустой формой, положение: в центре	2,3	2,5	5	3,3
5	Камера с формой с заго- товкой, положение: у фронтальной стенки	1,3	2,1	2,7	2
6	Камера с формой с заго- товкой, положение: у задней стенки	1,7	2,1	2,4	2,1
7	Камера с формой с заго- товкой, положение: в центре	1,3	1,8	3,5	2,2

На первом этапе были проведены испытания пустой рабочей камеры, при этом наилучшее согласование камеры с нагрузкой наблюдалось на частоте 2400 МГц, КСВН<sub>2400МГп</sub> = 1,7, *КСВН*<sub>ср.знач</sub> = 2,5.

Затем было исследовано влияние на КСВН пустой формы для заготовки в различных положениях внутри камеры. Как видно, наиболее оптимальным является расположение формы у фронтальной стенки, *КСВН*<sub>ср.знач</sub> = 2,2.

Далее были проведены испытания рабочей камеры с формой, внутри которой находилась заготовка. Как и в предыдущем случае, наилучшее согласование обеспечивалось при расположении формы с заготовкой у фронтальной стенки камеры. При наличии в форме заготовки среднее значение КСВН снизилось до 2, однако поскольку рабочая частота источника питания близка к 2450 МГц, наиболее оптимальным может стать расположение формы у задней стенки (КСВН<sub>2450МГц</sub> = 2,4).

Как видно из результатов эксперимента, наличие в форме заготовки улучшает согласование. С целью более глубокого снижения КСВН к рабочей камере дополнительно была присоединена поглощающая нагрузка по схеме, изображенной на рис. 5.



Рис. 5. Схематичное изображение рабочей камеры (с поглощающей нагрузкой)

Результаты «холодных» испытаний рабочей камеры при наличии поглощающей нагрузки приведены в табл. 2.

Из таблицы видно, что подключением к рабочей камере поглощающей нагрузки удалось снизить среднее значение КСВН до 1,7 при расположениях формы с заготов-кой у фронтальной стенки и в центре камеры. Однако наиболее предпочтительно расположение формы у задней стенки, так как на частоте 2450 МГц получено самое лучшее согласование (КСВН<sub>2450МГц</sub> = 1,9).

Таблица 2

N⁰	Расположение заготовки	КСВН <sub>2350МГц</sub>	КСВН <sub>2400МГц</sub>	КСВН <sub>2450МГц</sub>	КСВН <sub>ср.знач</sub>
исп.	в рабочей камере				
1	Камера с формой с заго-	1,3	1,4	2,4	1,7
	товкой, положение: у				
	фронтальной стенки				
2	Камера с формой с заго-	2,9	3	1,9	2,6
	товкой, положение: у				
	задней стенки				
3	Камера с формой с заго-	1,6	1	2,5	1,7
	товкой, положение: в				
	центре				

Результаты «холодных» испытаний СВЧ рабочей камеры (при наличии поглощающей нагрузки

# Выводы.

В результате исследований установлено, что наилучшее согласование рабочей камеры с нагрузкой обеспечивается при ее расположении у задней стенки камеры. Для

обеспечения лучшего согласования предложено использовать дополнительную поглощающую нагрузку.

Таким образом, имеются предпосылки для проведения дальнейших исследований по термообработке керамики, включающих следующие этапы:

- «горячие» испытания вышеописанной рабочей камеры;

- определение диэлектрических параметров керамик при высоких температурах;

- исследование микроструктуры и прочностных характеристик готовых образцов;

– проектирование и разработка СВЧ электротехнологической установки для термообработки керамики для изготовления конкретных изделий.

### Список литературы

1. Давлетбаков Р.Р. Влияние дисперсности частиц и СВЧ излучения на прочность кремнеземистой керамики // Оренбургский государственный университет.

2. Кожевников В.Ю. Спекание керамических материалов в сверхвысокочастотном электромагнитном поле // Вестн. СГТУ. 2006. № 1(10). Вып. 1. С. 99–104.

# СВЧ-ТЕХНОЛОГИИ ТЕРМООБРАБОТКИ ДИЭЛЕКТРИКОВ НА БАЗЕ СИСТЕМЫ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ РЕЖИМАМИ

## С. В. Тригорлый, Д. В. Джема

Саратовский государственный технический университет имени Ю. А. Гагарина Россия, 410054, г. Саратов, ул. Политехническая, 77 E-mail: trigorly55@mail.ru

Рассмотрены актуальность, цели, методы построения систем интеллектуального управления применительно к процессам СВЧ термообработки. Предложена структурная схема программно-аппаратного комплекса на основе единого информационного пространства, включающего программную и аппаратные части. Комплекс предназначен для решения задач разработки СВЧ электротехнологических процессов и установок и управления их рабочими режимами. Рассмотрена возможность и целесообразности применения механизма нечеткой логики в условиях неполных исходных данных.

Современные тенденции в области СВЧ-термообработки для обеспечения конкурентоспособности производимой продукции ставят жёсткие требования к качеству технологических процессов. Повышение стоимости энергоресурсов определяет необходимость обеспечения энергоэффективности современных установок СВЧ-нагрева.

Вышеописанные требования невозможно осуществить без применения эффективных систем управления технологическими процессами. На данный момент наибольший интерес представляет использование интеллектуальных систем управления (ИСУ). ИСУ имеют положительный опыт применения в промышленности, экономике, создании экспертных систем [1, 2].

К интеллектуальным системам управления можно отнести системы управления на базе нейронных сетей, а также системы нечеткого регулирования (Fuzzy Logik) [2]. В качестве примера систем, получивших широкое распространение, построенных на базе нечеткого управления, можно привести ИСУ, нашедшие применение в бытовых стиральных машинах. Благодаря данному методу управления возрастает качество стирки, при этом экономия воды и электроэнергии может составлять до 30 %.

Попытки применить классические системы управления, основанные на использовании передаточных функций в условиях современных требований, часто приводит к катастрофическому усложнению систем управления, неоправданному завышению сроков, стоимости разработки и эксплуатации. Неполнота и неточность исходных данных при формировании модели не позволяет создать классические системы управления с заданным качеством регулирования. ИСУ на базе нечеткого управления свободны от вышеперечисленных недостатков, они изначально ориентированы на системы с неполными исходными данными. При применении данных ИСУ возможно создание принципиально новых алгоритмов управления, охватывающих задачи оптимизации как по качеству технологического процесса, так и по энергоэфффективности.

Рассмотрим состав, механизмы взаимодействия и особенности применения ИСУ в СВЧ-установках для нагрева и сушки тонких диэлектриков. Преимуществом использования СВЧ-нагрева перед традиционными способами является интенсификация технологического процесса, а также более высокая энергоэффективность. Высокий темп нагрева, как правило, связан с большими перепадами температуры и влажности в теле нагреваемого объекта. Это в свою очередь приводит к большим термомеханическим напряжениям и браку. Из чего формируется следующий критерий оптимизации – получение высокого темпа нагрева или сушки при заданных градиентах температуры и влагосодержания в объекте термообработки. Достижение минимального расхода элек-
троэнергии на единицу продукции является дополнительным критерием оптимизации, повышающим технико-экономические показатели СВЧ-установки.

Определим состав СВЧ электротехнологической установки для термообработки диэлектриков как объекта проектирования ИСУ. На рис. 1 приведена блок-схема интеллектуальной системы управления СВЧ ЭТУ. Основными исполнительными механизмами являются:

– СВЧ-генератор, управление которым возможно как в импульсном режиме, так и аналоговом, за счет изменения анодного тока.

 – Регулируемый электропривод перемещения обрабатываемого материала для изменения скорости нагрева и удаления влаги.

– Вентиляционная система для удаления влаги с наружной поверхности объекта.

– Дополнительный нагреватель окружающего воздуха в СВЧ-камере для исключения конденсации влаги на ее стенках и интенсификации технологического процесса.

Основными измерительными каналами применительно к контуру управления качественными показателями режима термообработки и сушки являются:

- температура поверхности обрабатываемого материала;
- влажность воздуха в окружающем пространстве:
- температура воздуха в окружающем пространстве;
- скорость перемещения объекта относительна источника излучения;

– тензодатчики (при необходимости измерения термомеханических напряжений в объекте).

Основные измерительные каналы применительно к контуру управления за эффективным электропотреблением:

- входное напряжение электроустановки;

– потребляемый ток.

На основе измеренных параметров расчетным путем получаются данные о потребленной активной, реактивной мощности, коэффициенте мощности с привязкой к часовым периодам, что дает возможность планировать почасовое потребление на сутки вперед для применения 5- и 6-ценовой категории (для всего промышленного предприятия).

Необходимо отметить, что измерение параметров в установках СВЧ-нагрева имеет ряд особенностей: под действием поля СВЧ происходит нагрев датчиков температуры и влажности классического типа, что приводит к большим погрешностям измерений. В ряде случаев нагрев приводит к разрушению датчиков. Зондовые измерения приводят к изменению распределения электромагнитного поля. Также существую физические ограничения на количество размещаемых датчиков.

Для обеспечения критерия оптимизации по качественным параметрам нагрева и сушки (градиенты температуры и влагосодержания) необходимо знать распределение температуры и влажности, как минимум, по поверхности, а в идеальном случае и в объёме обрабатываемого материала. Получение такой информации с измерительных датчиков не представляется возможным. Преодоление данного ограничения предлагается за счет введения в ИСУ математической модели процессов термообработки. Математическая модель, описывающая технологический процесс нагрева в поле СВЧ, состоит из решения самосогласованных (связанных) задач электродинамики и тепломассопереноса при заданных граничных условиях.

Авторами разработаны математические модели электродинамики и тепломассопереноса при СВЧ-нагреве диэлектриков [3–6].



Блок-схема системы интеллектуального управления СВЧ электротехнологической установкой

Рис. 1. Блок-схема интеллектуальной системы управления СВЧ ЭТУ

Модели разработаны с помощью средства Matlab Compiler, что позволяет интегрировать их в интеллектуальную систему управления. Получая в качестве входных параметров данные о физических свойствах обрабатываемого материала, данные об окружающей среде, в результате моделирования определяют поля температур и влагосодержания. Выбор методов решения зависит от типа камеры и от требуемой точности расчетов. Для решения задачи электродинамики применяется аналитический метод, а для задачи тепломассопереноса – метод конечных элементов.

Результат моделирования посредством механизма ввода вывода отправляется в базу знаний. В базе знаний формируются заданные критерии оптимизации, информация об исполнительных механизмах и особенностях технологического процесса, результаты предыдущих экспериментов. На основе этих данных модуль принятия решения ИСУ, выполненный на основе механизма нечеткой логики, определяет алгоритм управляющих воздействий. Для контроля корректности рассчитанных моделей в режиме он-лайн происходит их проверка по обратной связи посредством получения информации с доступных измерительных каналов. Таким образом формируется объединённое информационное пространство, включающее в себя как программные, так и технические средства в рамках рассматриваемой ИСУ термообработки диэлектриков. Механизм нечеткой логики позволяет создавать ИСУ в условиях неполных исходных данных с заданным качеством регулирования, что крайне актуально для процессов CBЧтермообработки.



Рис. 2. Клиентское приложение: окно анализа результатов моделирования

На текущий момент выполнен первый этап реализации ИСУ для СВЧ-камер с бегущей волной. Разработанное программное обеспечение (ПО) позволяет рассчитать оптимальные размеры камеры бегущей волны для получения максимального согласования, а также моделировать нестационарные процессы нагрева. ПО обладает дружественным интерфейсом предназаначенным для ввода исходных параметров термообработки и отображения результатов моделирования в графическом виде. На рис. 2 представлены графики распределения теплового поля, активного и реактивного сопротивления в продольном сечении диэлектрика для разных моментов времени и для разной мощности генератора.

Реализация математической модели выполнена в среде Matlab 2012 с помощью средства MATLAB Compiler. Интерфейс пользователя клиентского приложения, разработанного на платформе Visual Studio 2010, на языке программирования С# является управляющим ядром программно-аппаратного комплекса. Приложение взаимодействует с базой данных, реализованной на платформе Sql Server 2010.

Для каждого конкретного процесса CBЧ-термообработки пользователем задаются требуемые входные параметры, рассчитывается математическая модель, в результате чего формируется распределение поля температур, активного и реактивного сопротивления, определяются оптимальные размеры камер, определяется коэффициент полезного действия. Особенностью ПО является возможность произвести подобный расчет для множества регулируемых параметров, таких как мощность CBЧ-генератора, размеры камеры, свойства обрабатываемого материала, при этом каждый расчет сохраняется в базе данных. В результате чего получается многомерная матрица моделирования технологического процесса, где в качестве измерений выступают регулируемые параметры.

Подобный механизм позволяет заранее сформировать модель поведения технологического процесса в зависимости от требуемых критериев оптимизации. В дальнейшем модуль принятия решений ИСУ СВЧ ЭТУ на основе данной матрицы, применяя механизмы нечеткой логики, формирует оптимальный закон регулирования.

Программно-аппаратный комплекс является открытой системой, позволяющий легко использовать мощный аппарат математического моделирования средства Matlab 2012 для создания моделей требуемых процессов СВЧ-термообработки. Использование пакета Matlab Simulink для реализации механизмов управления на базе нечеткой логики позволяет создавать интеллектуальные системы управления в условиях неполных исходных данных, что актуально для обработки непосредственно в поле СВЧ.

### Список литературы

1. Макаров И.М. Интеллектуальные системы автоматического управления / под ред. И.М. Макарова, В.М. Лохина. М: ФИЗМАТЛИТ, 2001. 576 с.

2. Деменков Н.П. Нечеткое управление в технических системах: учеб. пособие. М.: Изд-во МГТУ им. Баумана, 2005. 200 с.

3. Тригорлый С.В. Задача термоупругости бетонной плиты при сверхвысокочастотном нагреве // Изв. вузов. Строительство. 1998. № 1. С. 30–35.

4. Архангельский Ю.С., Тригорлый С.В., Джема Д.В. Моделирование в системе MathCAD Plus 6.0 процессов СВЧ сушки диэлектриков // Электротехнологические СВЧ установки, функциональные электродинамические устройства: межвуз. науч. сб. Саратов: СГТУ, 1999. С. 77–82.

5. Тригорлый С.В., Джема Д.В. Разработка подсистемы моделирования процессов тепломассоотдачи в САПР СВЧ электротехнологических установок // Электротехнологические СВЧ установки, функциональные электродинамические устройства: межвуз. науч. сб. Саратов: СГТУ, 1999. С. 72–76.

# ДОЛЬФ-ЧЕБЫШЕВСКИЕ АМПЛИТУДНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЛИНЕЙНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК С МАКСИМАЛЬНЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПОВЕРХНОСТИ РАСКРЫВА ДЛЯ ЗАДАННОГО УРОВНЯ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ

## Ю. О. Филимонова, К. А. Лайко (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет 630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20 E-mail: jul7788@mail.ru

Проведены исследования дольф-чебышевских амплитудных распределений на целесообразность их применения по критерию максимального значения коэффициента использования поверхности раскрыва для заданного уровня боковых лепестков. Проведен анализ данных распределений по указанному критерию в зависимости от длины антенной решетки и уровня боковых лепестков.

Одной из основных задач в антенной технике является повышение эффективности работы антенной системы, т. е. получение максимально возможного коэффициента направленного действия (КНД) для заданного уровня боковых лепестков (УБЛ). Для фиксированной относительной площади апертуры антенны КНД однозначно определяется коэффициентом использования поверхности раскрыва (КИПР) [1–3], поэтому одним из путей увеличения КНД антенны является синтез амплитудного распределения, обеспечивающего максимальное значение КИПР для заданного УБЛ.

Известны дольф-чебышевские амплитудные распределения, которые оптимальны по ширине луча при заданном УБЛ [1–4]. Однако ширина луча не всегда однозначно связана с величиной КИПР, а следовательно, и с КНД. Следует отметить, что увеличение КИПР всегда приводит к сужению главного луча диаграммы направленности (ДН) антенной решетки (АР) при фиксированных габаритных размерах. В то время как сужение главного луча ДН АР не всегда приводит к увеличению КИПР.

Целью данной статьи является исследование дольф-чебышевских амплитудных распределений на целесообразность их использования по критерию максимального значения КИПР для заданного УБЛ, а также анализ данных амплитудных распределений в зависимости от длины АР и УБЛ.

Для обоснования неоднозначности связи ширины главного луча ДН АР с КИПР проведем сравнительный анализ ДН АР с дольф-чебышевскими амплитудными распределениями для различных УБЛ с ДН АР с равномерным амплитудным распределением. В качестве примера рассматривалась эквидистантная антенная решетка, состоящая из 2N = 10 излучателей с шагом  $d = 0.5\lambda$  (рис. 1).

На рис. 1, *а* видно, что ДН с дольф-чебышевским амплитудным распределением и УБЛ  $\xi = -5$  дБ имеет более узкий луч, чем ДН с равномерным амплитудным распределением, однако КИПР данного распределения ( $v_{ДY} = 0.491$ ) почти в два раза меньше, чем у равномерного максимально возможного значения v = 1. На рис. 1, *б* представлены ДН АР с одинаковым максимальным УБЛ  $\xi = -13.2$  дБ, при этом ДН с дольф-чебышевским амплитудным распределением также с более узким лучом и меньшим КИПР. На рис. 1, *в* ДН с одинаковой шириной главного луча, на рис. 1, *г* главный луч ДН АР с дольф-чебышевким амплитудным распределением шире, чем луч с равномерным амплитудным распределением. Результаты сравнительного анализа сведены в табл. 1.

Из приведенных данных в табл. 1 следует вывод о том, что более узкий главный луч не всегда означает максимальный КИПР. С физической точки зрения данная связь определяется соотношением (1). Площадь главного и боковых лепестков, как было по-казано в [5], связаны следующим выражением:

Современные проблемы радиоэлектроники. 2016

$$v_i \int_{-\pi/2}^{\pi/2} f_i^2(\theta) \cos\theta d\theta = const , \qquad v_i \left( S_{2\pi} + S_{E/I} \right) = const . \tag{1}$$

где  $f_i(\theta)$  – амплитудная ДН для заданного УБЛ;  $v_i$  – соответствующий ей КИПР;  $\theta$  – угловая координата сферической системы координат;  $\theta = 0$  соответствует направлению главного луча АР;  $S_{27}$  – площадь главного лепестка ДН;  $S_{\overline{ET}}$  – площадь боковых лепестков ДН.



Рис. 1. ДН АР с равномерным и дольф-чебышевским амплитудными распределениями для различных УБЛ

Таблица 1

Параметры диаграммы направленности с различными амплитудными распределениями

Амплитудные распределения		ξ,дБ	ν	20 <sub>0,5</sub> , град	
Равномерное		-13.2	1	10.2	
Дольф-чебышевское	1	-5	0.491	7.64	
	2	-13.2	0.949	9.68	
	3	-15.5	0.979	10.2	
	4	-25	0.905	12.16	

Как видно на рис. 1, a, у ДН с дольф-чебышевским амплитудным распределением при увеличении УБЛ резко возрастает  $S_{E\!\Pi}$  площадь боковых лепестков, в связи с чем обратно пропорционально уменьшается КИПР. Следовательно, дольф-чебышевские амплитудные распределения не всегда оптимальны по критерию максимального значения КИПР для заданного УБЛ.

Проведем анализ КИПР дольф-чебышевских амплитудных распределений от УБЛ. На рис. 2 представлены зависимости КИПР дольф-чебышевских амплитудных распределений от УБЛ для различных длин АР ( $L = 5\lambda$ ,  $25\lambda$ ,  $50\lambda$ ,  $500\lambda$ ). Рассматривались эквидистантные антенные решетки с шагом  $d = 0.5\lambda$ .



Рис. 2. Зависимость КИПР дольф-чебышевских амплитудных распределений от УБЛ для различных длин АР

На приведенном рис. 2 видно, что имеется оптимум по КИПР, который зависит от длины АР. Чем длиннее АР, тем оптимальное значение по КИПР достигается на более низких УБЛ. К примеру, для АР длиной  $L = 5\lambda$  максимальный КИПР v = 0.975 достигается при УБЛ  $\xi = -15$  дБ, для АР  $L = 50\lambda$  максимальный КИПР v = 0.866 достигается при УБЛ  $\xi = -30$  дБ. Очевидно, что дольф-чебышевские амплитудные распределения оптимальны по рассмотренному критерию, только в области низких БЛ менее –35 дБ (в области точки перегиба на рис. 2).

Данный график (рис. 2) позволяет оценить значение КИПР для заданного УБЛ и длины АР. К примеру, для УБЛ  $\xi = -35$  дБ:

- -для длины AP  $L = 5\lambda$  КИПР  $\nu = 0.799$ ;
- -для длины AP  $L = 25\lambda$  КИПР  $\nu = 0.830$ ;
- -для длины AP  $L = 50\lambda$  КИПР  $\nu = 0.832$ ;
- -для длины AP  $L = 500\lambda$  КИПР  $\nu = 0.749$ .

Подробные графики зависимости КИПР дольф-чебышевских амплитудных распределений от длины АР и УБЛ представлены на рис. 3.

На приведенных графиках видно, что значение КИПР дольф-чебышевских антенных решеток при заданном УБЛ уменьшается с увеличением длины AP, следовательно, чем меньше длина AP, тем большим значением КИПР может обладать антенная система. Крутизна спада характеристики КИПР от длины AP зависит от УБЛ. Чем больше УБЛ, тем больше крутизна спада КИПР. Для низких БЛ (менее –40 дБ) КИПР практически не изменяется с увеличением длины AP.



Рис. 3. Зависимость КИПР дольф-чебышевских амплитудных распределений от длины АР для заданного УБЛ

Приведенные в работе данные позволяют оценить оптимальность дольфчебышевских амплитудных распределений по критерию максимального значения КИПР для заданного УБЛ, а также позволяют оценить ожидаемый КИПР при заданной длине АР и УБЛ.

### Список литературы

1. Айзенберг Г.З. Антенны УКВ. М.: Связь, 1977. Ч. 2. 288 с.

2. Воскресенский Д.И., Степаненко В.И. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток. М.: Радиотехника, 2003. 632с.

3. Balanis C. Antenna theory: Analisys and Design. John Willey & Sons, INC., 1997. 959 p.

4. Антенные решетки. Методы расчета и проектирования / Л.С. Бененсон, В.А. Журавлев [и др.]. М.: Сов. радио, 1966. 368 с.

5. Филимонова Ю.О., Лайко К.А. Оптимальная форма диаграммы направленности линейной антенной решетки с максимальным коэффициентом использования поверхности раскрыва для заданного уровня боковых лепестков // Тр. Всеросс. конф. «Электроника и микроэлектроника СВЧ». СПб., 2014. С. 268–272.

# СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РАДИОЧАСТОТНЫХ ИММИТАНСНЫХ ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Н. А. Филинюк, Л. Б. Лищинская, О. В. Войцеховская, В. П. Стахов

Винницкий национальный технический университет Украина, г. Винница, Хмельницкое шоссе, 95 E-mail: vladstakhov@mail.ru

Определено понятие «иммитансный логический элемент», приведены классификация иммитансных логических элементов и их основные параметры, а также сравнительный анализ и примеры возможной технической реализации разных типов иммитансных логических элементов.

В современной вычислительной технике логические элементы и схемы играют определяющую роль. Наиболее распространенными логическими элементами являются видеоимпульсные элементы, однако также нередко используются и другие виды логических элементов, особенно в вычислительных системах, где к логическим элементам предъявляются специальные требования, такие как обработка сигнала на несущей частоте без преобразования в видеоимпульсный сигнал. Таким требованиям отвечают радиочастотные логические элементы. Одним из видов таких логических элементов являются иммитансные логические элементы (ИЛЭ), которые используют в качестве информационного параметра активный, индуктивный и емкостной иммитанс или их комбинации [1]. В случае использования иммитанса одного вида логический элемент называют моноиммитансным, при использовании комбинации нескольких видов иммитансов – мультииммитансным логическим элементом [2]. Также существуют активные ИЛЭ, построенные на основе усилительного элемента, потребляющего при работе энергию, и пассивные ИЛЭ, которые не имеют в своем составе активных элементов, и поэтому практически не потребляют энергию. Полная классификация иммитансных логических элементов приведена на рис. 1.



Рис. 1. Классификация иммитансных логических элементов

Основные параметры иммитансных логических элементов в своем большинстве совпадают с основными параметрами видеоимпульсных логических элементов [3]:

1. Коэффициент объединения по входу – это количество однотипных входов логического элемента.

2. Коэффициент разветвления по выходу – показывает количество логических элементов того же типа, которые можно подключить к выходу данного логического элемента.

3. Помехоустойчивость – характеризуется максимальной амплитудой помехи, которая не вызывает ложного срабатывания схемы.

4. Уровни входных сигналов – диапазон возможных значений логических уровней на входе логического элемента.

5. Уровни выходных сигналов – диапазон возможных значений логических уровней на выходе логического элемента.

6. Быстродействие – количество времени, необходимое для распространения информационного сигнала от входных до выходных клемм.

7. Потребляемая мощность.

8. Частотный диапазон.

9. Степень миниатюризации.

10. Диапазон рабочих температур.

Так как иммитансные логические элементы обрабатывают сигналы на несущей частоте, под частотным диапазоном подразумевается постоянная частота опорного сигнала генератора, подаваемого на клеммы ИЛЭ. Для активных ИЛЭ максимальная частота работы может ограничиваться свойствами активного элемента.

В отличие от видеоимпульсных элементов, использующих в качестве информационного параметра уровни напряжения, для иммитансных логических элементов входные и выходные логические уровни определяются диапазоном значений иммитанса. Из этого следует, что помехоустойчивость ИЛЭ определяется диапазоном изменений логических иммитансных уровней в зависимости от влияния дестабилизирующих факторов [4, 5].

На рис. 3 приведены примеры возможных технических реализаций иммитансных логических элементов различных типов.

Активный мультииммитансный логический LC-элемент "ИЛИ" (рис. 2, *a*) построен на основе полевого транзистора, реализующего многопараметрический обобщенный преобразователь иммитанса (ОПИ) [6], и использует в качестве информационного параметра иммитанс индуктивного (логическая «1») и емкостного (логический «0») характера.

Пассивный моноиммитансный логический R-элемент «И» (рис. 2, б), работающий в CBЧ диапазоне, построен на отрезках линии передачи. В качестве логических уровней «0» и «1» используются соответствующие диапазоны значений активного иммитанса. На выход логического элемента подается опорный сигнал генератора определенной частоты, соответствующей длине отрезков линии передачи.

Активный моноиммитансный логический L-элемент "ИЛИ" (рис. 2, *в*) построен на основе полевого транзистора, и использует в качестве логических уровней определенные диапазоны изменения иммитанса индуктивного характера.

Сравнительный анализ активных и пассивных иммитансных элементов проводился по следующим параметрам:

1. Быстродействие.

- 2. Потребляемая мощность.
- 3. Частотный диапазон.
- 4. Размеры элемента.





б



а

в

Рис. 2. Активный мультииммитансный логический LC-элемент "ИЛИ" (*a*), пассивный моноиммитансный логический R-элемент «И» (б), активный моноиммитансный логический L-элемент «ИЛИ» (*в*) (К1 и К2 – условные коммутаторы)

Значения вышеописанных параметров для различных типов ИЛЭ приведены в табл. 1 [1, 2, 7].

Как видно из табл. 1, быстродействие пассивных ИЛЭ значительно превышает быстродействие активных ИЛЭ, что обусловлено паразитными процессами в транзисторах активных ИЛЭ. Быстродействие пассивных ИЛЭ в свою очередь зависит только от частоты опорного генератора, длины отрезков линии передачи и свойств материала диэлектрика [2].

Потребляемая мощность пассивных ИЛЭ значительно меньше потребляемой мощности активных ИЛЕ, что обусловлено отсутствием активных элементов в схеме.

Частотный диапазон активных ИЛЭ ограничен граничной частотой работы транзистора. В свою очередь частотный диапазон пассивных ИЛЭ ограничен степенью возможной минитюаризации элемента, что определяет возможность построения отрезков линии передачи нужной длины, и также возможностями генератора опорного сигнала.

Таблица 1

Параметры ИЛЭ Тип ИЛЭ	Быстродействие, с	Потребляемая мощность, Вт	Частотный диапазон, ГГц	Размеры элемента, м
Активный моноиммитансный логический R- элемент «НЕ» (на транзисторе КТ3115)	$40.10^{-12}$	15·10 <sup>-3</sup>	0 ÷ 2,9	$10^{-2}$ (10 <sup>-10</sup> )
Активный мультииммитансный логический LC- элемент «НЕ» (на транзисторе КТ3115)	40·10 <sup>-12</sup>	15.10-3	0 ÷ 2,9	$10^{-2}$ (10 <sup>-10</sup> )
Пассивный моноиммитансный логический R- элемент «НЕ» (частота генератора 10 ГГц)	75·10 <sup>-15</sup>	≈10 <sup>-17</sup>	-	10 <sup>-2</sup>
Пассивный моноиммитансный логический R- элемент «И» (частота генератора 10 ГГц)	300.10-15	≈10 <sup>-17</sup>	-	10 <sup>-2</sup>
Пассивный моноиммитансный логический R- элемент «ИЛИ» (частота генератора 10 ГГц)	150·10 <sup>-15</sup>	≈10 <sup>-17</sup>	-	10-2

Параметры иммитансных логических элементов

Размеры пассивных ИЛЭ, построенных на отрезках линии передачи, зависят от частоты опорного генератора (при 10 ГГц линейные размеры пассивного ИЛЭ будут иметь значение порядка  $10^{-2}$  м). Для активных элементов, построенных на транзисторе КТ3115, линейные размеры будут иметь значение порядка  $10^{-2}$  м, однако при использовании современных миниатюрных транзисторов можно достигнуть значения  $10^{-10}$  м.

Из всего вышеперечисленного можно сделать вывод, что на данный момент пассивные ИЛЭ имеют значительно большее быстродействие и меньшую потребляемую мощность, чем активные ИЛЭ, однако в связи с использованием отрезков линий передач имеют меньший показатель минитюаризации. Частотный диапазон активных и пассивных ИЛЭ зависит от частоты опорного генератора, однако для активных ИЛЭ этот показатель также ограничивается граничной частотой работы усилительного элемента.

#### Список литературы

1. Ліщинська Л.Б., Філинюк М.А. Імітансна логіка // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. 2010. № 2(18). С. 25–31.

2. Моноиммитансные логические RLC-элементы / Н.А. Филинюк, Л.Б. Лищинская, Е.В. Войцеховская, В.П. Стахов // Вістник Хмельницького національного університету. 2015. № 3 (225). С. 117–121.

3. Филинюк Н.А., Лищинская Л.Б., Чехместрук Р.Ю. Анализ метрологического обеспечения, разработки и применения иммитансных логических элементов // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. 2013. № 3. С. 62–66.

4. Моноімітансний логічний R-елемент «НІ» / М.А. Філинюк, Л.Б. Ліщинська, О.В. Войцеховска, В.П. Стахов // Міжнародний науково-технічний журнал "Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія". 2015. № 1. С. 71–76.

5. Филинюк Н.А., Фурса С.Е., Стахов В.П. Исследование моноиммитансного логического Rэлемента «ИЛИ» // Вістник НТУ «ХПІ». 2015. № 33. С. 175–184.

6. Обобщенные преобразователи иммитанса на основе инжекционно-пролетной транзисторной структуры с общим истоком / Лищинская Л.Б., Булыга И.В., Шведюк А.Г., Филинюк Н.А. // Наукові праці ВНТУ. 2008. № 2. Електр. журнал. 18 с.

7. Оценка динамического диапазона работы иммитансных логических элементов / Н. А. Филинюк, Л. Б. Лищинская, Р. Ю. Чехместрук, С. Є. Фурса // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. 2014. №3 (67). Т. 1. С. 21–24.

# СВЧ-ФИЛЬТРЫ С ШИРОКОЙ ПОЛОСОЙ ЗАГРАЖДЕНИЯ НА ОСНОВЕ ДВУМЕРНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ КРИСТАЛЛОВ

C. A. Ходенков<sup>1</sup>, H. M. Боев<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М. Ф. Решетнева 660037, г. Красноярск, пр. имени газеты «Красноярский рабочий», 31 E-mail: hsa-sibsau@mail.ru <sup>2</sup>Институт физики им. Л. В. Киренского СО РАН 660036, г. Красноярск, Академгородок, 50/ 38 E-mail: nik88@inbox.ru

Исследованы на основе двумерных электромагнитных кристаллов (ЭМК) микрополосковые полоснопропускающие фильтры. Применение в структурах нерегулярных резонаторов с оригинально свернутыми и заземленными на основание полосковыми проводниками позволяет реализовать различные варианты построения фильтров, в том числе с высокими частотно-селективными свойствами.

При разработках и исследованиях новых конструкций частотно-селективных СВЧ-устройств [1], в том числе и микрополосковых фильтров, разработчики традиционно стараются улучшить их селективные свойства: увеличить прямоугольность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и одновременно усилить подавление СВЧмощности вне полосы пропускания (ПП), а также значительно расширить высокочастотную полосу заграждения [1–3].

В настоящей работе предлагается исследовать полосно-пропускающие фильтры на основе электромагнитных кристаллов с периодически расположенными по двум пространственным координатам микрополосковыми резонаторами, электромагнитно взаимодействующими друг с другом. Для построения конструкций воспользуемся резонатором (рис. 1) с оригинально свернутыми отрезками полосковых проводников 2-1, соединенных вместе через общее заземление 4 на основание. Последнее можно реализовать в виде сквозного отверстия в диэлектрической подложке, заполненного проводящим материалом.

Полосу пропускания такого резонатора формирует только одна нижайшая мода колебания, но он обладает протяженной высокочастотной полосой заграждения, реализованной за счет большого скачка волновых сопротивлений отрезков линий.



Рис. 1. Топология полосковых проводников (черный или темно-серый цвет) микрополоскового резонатора

Параметрический синтез исследуемых фильтров проводился с помощью численного электродинамического анализа 3D-моделей, в которых порты с волновым сопротивлением 50 Ом кондуктивно подключены к полосковым проводникам входного и выходного резонаторов. Для объективного сравнения характеристик устройств использовались одинаковые подложки с диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon = 9.8$  и толщиной h = 1 мм (материала – поликор). Также были зафиксированы центральная частота полосы пропускания  $f_0 \approx 1.0$  ГГц и относительная ширина ПП –  $\Delta f/f_0 \approx 20$  %.

При этом настройка устройств осуществлялась «ручным» параметрическим синтезом, при котором подбирались геометрические размеры топологии отрезков полосковых проводников, т. е. длины, ширины и величины зазоров регулярных участков, обозначенных на рисунках номерами позиций.

Рассмотрим возможности конструирования фильтров на основе электромагнитного кристалла с определенной размерностью, например, 2×2. Основных вариантов расположения резонаторов в конструкции – четыре.

В первом варианте узкие индуктивные участки всех резонаторов располагаются по периметру подложки на расстоянии h от ее краев. При этом емкостные элементы, практически квадратные полосковые отрезки, находятся в центре подложки. В такой структуре преобладает емкостное взаимодействие между всеми резонаторами, и в ней возникают резонансы бегущей волны, разрушающие полосу пропускания. Это не позволяет реализовать фильтр с высокими электрическими характеристиками.

Во втором варианте расположения резонаторов по периметру подложки ориентируются емкостные элементы, внутри – индуктивные. В такой структуре также возникают резонансы бегущей волны, разрушающие полосу пропускания.

В следующем варианте построения ЭМК между резонаторами организованы комбинированные связи. На рис. 2, *а* представлена топология полосковых проводников фильтра, реализованного с преимущественно индуктивной связью между резонаторами различных рядов, и емкостной – в одном ряду.



Рис. 2. Топология полосковых проводников микрополосковых фильтров

Амплитудно-частотная характеристика полосно-пропускающего фильтра на основе такого двумерного кристалла показана на рис. З точками. Наблюдается расширенная высокочастотная полоса заграждения  $2.7f_0$ , измеренная по уровню -30 дБ, а также высокая крутизна низкочастотного склона полосы пропускания за счет существующего полюса затухания мощности в низкочастотной области. При этом на частотах полосы пропускания наблюдается сильная неравномерность прохождения СВЧ мощности.

Изменение конфигурации структуры, путем замены местами резонаторов во втором ряду (рис. 2, б) позволяет избежать круговой циркуляции волн в структуре. При таком наиболее удачном варианте построения электромагнитного кристалла преимущественно индуктивное взаимодействие наблюдается не только между встречнонаправленными резонаторами соседних рядов, но и между смежными сонаправленными резонаторами во втором ряду.



Рис. 3. АЧХ микрополосковых фильтров. Точки – с использованием в расчетах топологии проводников, представленной на рис. 2, *a*, линии – на рис. 2, *б* 

Это приводит к кардинальному изменению распространения электромагнитных волн в такой двумерной микрополосковой конструкции. Учитывая тот факт, что индуктивное взаимодействие рассматриваемых резонаторов гораздо сильнее емкостного, сигнал с входного резонатора передается к первому резонатору второго ряда, далее ко второму резонатору этого же ряда и уже затем к выходному резонатору. При этом на АЧХ (рис. 3, линии) вблизи низкочастотного и высокочастотного склона полосы пропускания наблюдаются полюса затухания мощности, что существенно увеличивает крутизну этих склонов. А в центре полосы пропускания, сформированной 4 резонансами, по одному от каждого резонатора, наблюдается равномерное прохождение CBЧмощности с минимальными потерями -1.13 дБ. Ширина высокочастотной полосы заграждения составляет  $3f_0$ , измеренная по уровню -30 дБ.

Геометрические размеры отрезков полосковых проводников и зазоров между ними для исследованных фильтров 4 порядка приведены в табл. 1.

Таким образом, предложены новые конструкции полосно-пропускающих фильтров на основе электромагнитного кристалла с двумерным расположением микрополосковых резонаторов со свернутыми отрезками полосковых проводников, имеющих общее заземление на основание.

Показано, что необходимо так подобрать их пространственную конфигурацию, чтобы распространение электромагнитных волн происходило последовательно от одного резонатора к другому. Это позволяет реализовать фильтр с высокими частотноселективными свойствами: расширенной высокочастотной полосой заграждения, сильным подавлением мощности на частотах низкочастотной полосы заграждения и крутыми склонами полосы пропускания.

Фильтр	Позиция	Размеры отрезка	Заземление отрезка проводника		
	отрезка на рис.	проводника, мм			
1	2	3	4		
	1	$9.60 \times 0.25$	_		
	2	$0.40 \times 0.30$	-		
	3	$8.70 \times 7.60$	_		
Рис. 2, а	4	0.90  imes 0.40	-		
	5	$0.30 \times 0.25$	Заземлен по всей площади через		
			подложку на основание		
	6	$7.90 \times 0.30$	_		
	7	$0.30 \times 0.30$	Заземлен по всей площади через		
	/	0.30 ~ 0.30	подложку на основание		
	8	$7.85 \times 0.30$	_		
Рис. 2, а	9	$0.90 \times 0.55$	_		
	10	$9.50 \times 0.30$	_		
	11	$8.60 \times 7.60$	_		
	12	$0.50 \times 0.25$	_		
	Примечание. Зазоры между смежными резонаторами одного ряда – 0.15 мм,				
		между рядами –	0.50 мм		
	1	$8.80 \times 0.30$	-		
	2	$0.70 \times 0.30$	-		
	3	$8.20 \times 8.10$	_		
	4	$0.60 \times 0.25$	_		
Рис 2 б	5	0.30  imes 0.30	Заземлен по всей площади через		
Рис. 2, 0			подложку на основание		
	6	0.40 × 0.30	_		
	7	8.40 × 8.10	_		
	Примечание. Зазоры между смежными резонаторами одного ряда – 0.45 мм,				
	между рядами – 0.40 мм				

Размеры отрезков полосковых проводников фильтров

Исследование выполнено при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, грант Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых – кандидатов наук, MK-9119.2016.8.

### Список литературы

1. Новая конструкция миниатюрного фильтра на микрополосковых резонаторах со встречноштыревой структурой проводников [Текст] / Б.А. Беляев, А.М. Сержантов, Я.Ф. Бальва, Ан.А. Лексиков, Р.Г. Галеев // Письма в ЖТФ. 2015. № 10. С. 89–96.

2. Belyaev B.A., Serzhantov A.M., Tyurnev V.V. A dual-mode split microstrip resonator and its application in frequency selective devices [Text] // Microwave and optical technology letters. 2013. № 9. P. 2186– 2190.

3. Борисенков Д.В., Ходенков С.А. Микрополосковый фильтр с широкой полосой заграждения [Текст] // Междунар. молодежная науч. конф. «XII Королевские чтения». Самара: Самарский гос. аэрокосмический ун-т имени академика С. П. Королева. 2015. Т.2. С. 44–45.

Таблица 1

## ИЗМЕРЕНИЕ КООРДИНАТ ФАЗОВОГО ЦЕНТРА РУПОРНОЙ АНТЕННЫ

И. Р. Шакирзянов, П. Д. Куроптев, К. В. Шугурова, В. В. Левяков, А. В. Фатеев (научный руководитель)

> Кафедра СВЧиКР РТФ ТУСУР 634034, г. Томск, ул. Вершинина, 47 E-mail: kuroptevpasha@mail.ru

Рассмотрен метод определения фазового центра и его среднеквадратичного отклонения из фазовой диаграммы направленности рупорной антенны. Приведены уравнения общего вида, а также расчёт координат фазового центра в одной плоскости как частный случай.

Фазовым центром (ФЦ) антенны называется центр эквифазной сферической волновой поверхности, образованной излучаемой антенной электромагнитной волной [1]. Определение координат ФЦ является одной из важных и актуальных задач антенных измерений, например, при сканировании в ближнем поле [2]. В данной работе рассмотрено измерение координат ФЦ.

Если антенна имеет ФЦ, который расположен в точке с координатами ( $x_0$ ,  $y_0$ ,  $z_0$ ), то выражение для фазовой диаграммы направленности (ФДН) имеет вид [3]

$$\Phi(k_x, k_y, k_z) = (2\pi/\lambda) (x_0 k_x + y_0 k_y + z_0 k_z) + \Phi_0,$$
(1)

где  $k_x$ ,  $k_y$ , и  $k_z$  – проекции единичного вектора на оси прямоугольной системы координат, ориентированного в направлении ( $\theta$ ,  $\varphi$ ),  $\lambda$  – длина волны,  $\Phi_0$  – постоянный фазовый сдвиг, определяемый расстоянием, на котором измеряется ФДН.

Учитывая, что  $k_x = \sin\theta\cos\varphi$ ,  $k_y = \sin\theta\sin\varphi$ ,  $k_z = \cos\theta$ , выражение (1) можно записать в виде

$$\Phi(\theta, \varphi) = (2\pi/\lambda) \left( x_0 \sin\theta \cos\varphi + y_0 \sin\theta \sin\varphi + z_0 \cos\theta \right) + \Phi_0.$$
(2)

Выражение (2) содержит постоянный член  $\Phi_0$ , который необходимо задать таким образом, чтобы он не влиял на результаты расчётов.

Примем в качестве опорной (нулевой) ФДН при  $\theta = 0^{\circ}$ . Тогда выражение (2) будет выглядеть как

$$\Delta\Phi(\theta, \varphi) = (2\pi/\lambda) \left[ x_0 \sin\theta \cos\varphi + y_0 \sin\theta \sin\varphi + z_0 (\cos\theta - 1) \right],$$
(3)

где  $\Delta \Phi$  ( $\theta$ ,  $\phi$ ) =  $\Phi$  ( $\theta$ ,  $\phi$ ) –  $\Phi$ ( $\theta$ =0) –  $\Phi$ ДН, приведённая к нулевому уровню при  $\theta$ =0.

Координаты ФЦ обычно рассчитывают в пределах ширины главного лепестка амплитудной диаграммы направленности (АДН) и условия минимума функционала [4]:

$$\delta^{2} = \int_{0}^{2\pi\pi/2} \int_{0}^{2\pi\pi/2} \left[ \Phi(\theta, \varphi) - \Phi_{0}(\theta, \varphi) \right]^{2} F^{2}(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi,$$
(4)

где  $\delta^2$  – среднеквадратичное отклонение ФДН  $\Phi(\theta, \phi)$  исследуемой антенны от расчётной  $\Phi_0(\theta, \phi)$ ,  $F^2(\theta, \phi) - AДH$ .

Используя систему электродинамического моделирования, были рассчитаны АДН и ФДН исследуемой рупорной антенны, изображённой на рис. 1. Геометрические размеры рупора приведены в табл. 1.



Рис. 1. Исследуемая рупорная антенна (О – ось вращения)

Таблица 1

Геометрические размеры исследуемой рупорной антенны

Наименование	Длина, мм		
Ширина волновода, а	230		
Высота волновода, b	100		
Длина волновода, <i>l</i>	180		
Высота раскрыва, $A_P$	120		
Ширина раскрыва, В <sub>Р</sub>	120		
Длина раскрыва, <i>l<sub>p</sub></i>	170		

На основе полученных данных, был рассчитан фазовый центр рупорной антенны в плоскости *E*. При этом выражение (4) было упрощено:

$$\delta^{2} = \int_{0}^{\pi/2} \left[ \Phi(\theta) - \Phi_{0}(\theta) \right]^{2} F^{2}(\theta) \sin \theta d\theta.$$
(5)

Если угловой интервал симметричен и ФДН обрабатывается в дискретном диапазоне углов [ $-\theta_{max}...\theta_{max}$ ], то можно перейти от интеграла к сумме, и решение независимо для  $x_0$  и  $z_0$  будет иметь следующий вид:

$$x_0 = \frac{\lambda}{2\pi} \frac{\sum_{i=0}^{m} \Delta \Phi_i \sin \theta_i}{\sum_{i=0}^{m} \sin^2 \theta_i},$$
(6)

$$z_{0} = \frac{\lambda}{2\pi} \frac{\sum_{i=0}^{m} \Delta \Phi_{i}(\cos \theta_{i} - 1)}{\sum_{i=0}^{m} (\cos^{2} \theta_{i} - 1)}.$$
 (7)

На рис. 2 представлены ФДН рупорной антенны расчётные и аппроксимированная ФДН, полученная из условия (5).



Рис. 2. Фазовая диаграмма направленности

Координаты ФЦ составили (0,0;0,0;94,0) мм. Среднеквадратичное отклонение ФЦ равно 9,3 мм, что составляет 10 % от найденной величины.

Погрешность при расчёте ФЦ на основе экспериментальных данных будет вносить точности измерения координат оси вращения исследуемой антенны, фазы коэффициента передачи измерителя и коэффициента безэховости камеры.

### Список литературы

1. Калинин Ю.Н. Измерение координат фазового центра антенны // Радиотехника. 2014. С. 54-62.

2. Диагностика линзовых антенн с использованием сканера ближнего поля / А.С. Иванов, Р.О. Рязанцев, А.М. Александрин, К.В. Лемберг, Ю.П. Саломатов // Доклады ТУСУРа. 2015. Вып. 1(35). С. 33–36.

3. Muehldorf E.I. The phase center of horn antennas / Antennas and Propagation (Volume 18, Issue 6), 1970. P. 753–760.

4. ГОСТ Р 8.773-2011 Антенны навигационной аппаратуры потребителей глобальной навигационной спутниковой системы. Нормируемые электрические параметры и методы измерений. М.: Стандартинформ, 2013. 24 с.

## МЕТОДИЧЕСКИЕ СВЧ ЭЛЕКТРОТЕРМИЧЕСКИЕ УСТАНОВКИ

В. О. Юдина, Ю. С. Архангельский (научный руководитель)

Саратовский государственный технический университет имени Ю. А. Гагарина 410054, г. Саратов, ул. Политехническая, 77 E-mail: sstu office@sstu.ru

Рассмотрены конструкции методы расчета методических СВЧ электротермических установок для обработки диэлектриков в электромагнитном поле.

Применение энергии электромагнитного поля для термообработки диэлектрических сред и материалов позволяет за счет объемного тепловыделения обеспечить большую равномерность обработки и существенно увеличить производительность СВЧ электротехнологической установки [1, 2].

Для дальнейшего увеличения производительности установка должна работать в методическом режиме, т. е. обрабатываемый диэлектрик должен тем или иным способом транспортироваться внутри рабочей камеры установки от входного шлюза к выходному. На рис. 1 приведены структурные схемы таких установок, например, толкательной и протяжной СВЧ электротехнологических установок.



Рис.1. Структурные схемы СВЧ электротехнических установок: *а* – протяжная СВЧ электротехнологическая установка (1,10 – рулоны диэлектрика; 2,11 – барабаны; 3,7 – лента диэлектрика; 4, 8 – направляющие ролики; 5,7 – шлюзы рабочей камеры; 6 – рабочая камера; 12 – электропривод; 13 – источник СВЧ энергии; 14 – источник питания СВЧ генератора; 15 – СВЧ генератор; 16 – фланцы соединения СВЧ генератора с рабочей камерой; 17 – фланцы соединения рабочей камеры с воздуходувкой; 18 – воздуходувка); *б* – толкателя СВЧ электротехнологическая установка (1 – СВЧ ЭТУ; 2 – заготовка в печи; 3 – опорный ролик; 4 – обрабатываемый объект; 5 – реечная шестерня; 6 – толкатель; 7 – редуктор;8 – тормозной шкив; 9 – электродвигатель)

Теоретические основы и конструкции СВЧ электротехнологических установок рассмотрены в работах [2–5], однако во всех публикациях о применении энергии СВЧ электромагнитного поля в технологических целях в разговоре о методическом режиме работы не рассматриваются транспортные системы и электропривод.

В то же время предложенные в работах [6, 7] технико-экономические расчеты, позволяющие оптимизировать структуру, элементную базу и её параметры, требуют оценки затрат на изготовление транспортной системы и оснащение СВЧ-установки электроприводом.

Таким образом, работы в области разработки транспортных систем СВЧ электротехнических установок, работающих в методическим режиме имеют научный и практический интерес. Приводная система протяжного механизма (рис. 1, *a*) состоит из электродвигателя, редуктора, ведущего барабана, пассивного барабана и натяжной ленты [8]. Лента может поддерживаться равномерно расположенными по всей длине транспортной системы роликовыми опорами.

Мощность электродвигателя транспортной системы протяжной СВЧ установки находится по соотношению

$$P = \frac{k_o S L_{\mathcal{J}} \rho g \nu}{1000\eta},\tag{1}$$

где  $k_o$  – опытный коэффициент, зависящий от транспортера и длины транспортной системы; S – площадь поперечного сечения ленты; L<sub>л</sub> – длина всей ленты;  $\rho$  – удельная плотность ленты; g – скорость свободного падения; v – скорость движения ленты;  $\eta$  – КПД установки по использованию СВЧ-энергии.

Что касается толкательной СВЧ-установки (рис. 2, б), то электропривод состоит из толкателя, редуктора, электродвигателя и тормозного шкива. Толкатель представляет собой механизм, движущийся возвратно-поступательно. Поступательное движение обеспечивается применением реечной шестерни, которая через муфту соединена с редуктором. На другом валу редуктора расположен электродвигатель, приводящий в движение толкатель [9].

Мощность электродвигателя толкательной СВЧ установки находится по соотношению

$$P = k \frac{2\nu M}{D} \sqrt{\frac{\Pi B_{\phi}}{\Pi B_{\text{xam}}}}^{\delta}, \qquad (2)$$

где  $k_1$ =1.3–1.5 – коэффициент, учитывающий динамические нагрузки, обусловленные вращающимися элементами электропривода, т. е. двигателем, редуктором, а также потери в редукторе; D – диаметр шестерни выходного вала редуктора;  $\upsilon$  – основная скорость движения;  $\Pi B_{\phi}$  – фактическое значение относительной продолжительности включения привода;  $\Pi B_{\kappa am}$  – ближайшее к ПВф каталожное значение относительной продолжительности включения для электродвигателей выбранной серии.

Итак, приведенные соотношения (1) и (2) позволяют, зная мощность электродвигателя, конструкции транспортной системы, определить марку электродвигателя и затраты на изготовление транспортной системы. Эти сведения необходимо использовать при технико-экономической оптимизации структуры и параметров СВЧ электротехнологической установки.

Как и в работах [6, 7], эффективность СВЧ электротехнологической установки можно оценивать приносимой ею прибылью, например за год работы, с помощью соотношения

$$\Delta \mathcal{P}_{\Sigma} = \mathcal{P}_{\Sigma 2} - \mathcal{P}_{\Sigma 1},\tag{3}$$

где  $\Delta \Im_{\Sigma}$  – сравнительный интегральный эффект;  $\Im_{\Sigma^2}$ ,  $\Im_{\Sigma^1}$  – чистые прибыли на заданном временном интервале при применении СВЧ и альтернативной установки.

Предлагаемые расчеты транспортной системы и электропривода позволяют провести проектирование методических СВЧ электротермических установок в полном объеме, т. е. с обоснованными параметрами транспортной системы и электропривода.

### Список литературы

1. Пюшнер Г. Нагрев энергии сверхвысоких частот. М.: Энергия, 1968. 311с.

2. Архангельский Ю.С. СВЧ электротермия. Саратов: Сарат. гос. техн. ун-т, 1998. 408 с.

3. Колесников Е.В. Проектирование электротехнологических установок. Саратов: Сарат. гос. техн. ун-т, 2006. 282 с.

4. Архангельский Ю.С. Справочная книга по СВЧ электротермии. Саратов: Изд-во «Научная книга», 2011. 560 с.

5. Диденко А.Н. СВЧ энергетика: Теория и практика. М.: Наука, 2003. 446 с.

6. Толстов В.А., Архангельский Ю.С. Эффективность электротехнологических установок. Саратов: Сарат. гос. техн. ун-т, 2000. 146 с.

7. Архангельский Ю.С., Воронкин В.А. Элементная база СВЧ электротермического оборудования. Саратов: Сарат. гос. техн. ун-т, 2003. 213 с.

8. Справочник инженера-электрика сельскохозяйственного производства / под ред. В.М. Баутина. М.: Информагротех, 1999. 536 с.

9. Москаленко В.В. Электрический привод. М.: ИЦ «Академия», 2005. 368 с.

# СПОСОБ ОБЕСПЕЧЕНИЯ РАВНОМЕРНОГО РАЗМОРАЖИВАНИЯ В СВЧ-ПЕЧИ

Е. И. Юсов, Д. А. Давыдов (научный руководитель)

Саратовский государственный технический университет имени Ю. А. Гагарина 410054, г. Саратов, ул. Политехническая, 77 E-mail: JohnYusov619@yandex.ru

Рассматриваются основные способы повышения равномерности нагрева. Рассматриваются недостатки этих способов. Предлагается новый способ обеспечения равномерного размораживания в СВЧ-печи, а также предлагаются алгоритм функционирования данного способа и результаты моделирования.

Одной из основных проблем размораживания в СВЧ-печи – неравномерность нагрева объекта по всей его поверхности. Причина заключается в том, что рабочая камера печи представляет собой резонатор, колебания в котором происходят в виде стоячих волн. Особенностью стоячих волн является наличие пространственных максимумов и минимумов электрического поля, в котором и размораживается объект.

Существует несколько различных способов обеспечивающих равномерность нагрева, такие как конструкции печей с диссектором, вращающимся столом, с датчиком веса. При этом данные способы имеют ряд недостатков, которые в свою очередь не позволяют максимально равномерно произвести размораживание объекта.

Недостатки печей с диссектором напрямую связаны с принципом его действия. Чем лучше условия для возмущения поля, тем хуже условия согласования резонатора с СВЧ-генератором. В настоящее время не существует способа, позволяющего рассчитать диссектор так, чтобы при любом угле поворота он не влиял на согласование резонатора с генератором, что, как следствие, приводит к более напряженному режиму работы магнетрона, снижению его КПД и срока службы.

В случае использования поворотного стола каждая точка продукта поочередно попадает в места с разной напряженностью электрического поля. Предполагается, что в течение полного оборота поглощаемая мощность усредняется и выравнивает температуру по объёму продукта. Однако при этом разные участки продукта будут находиться разное время в зонах максимума электрического поля, а в случае неоднородного продукта или его расположения несимметрично оси вращения участки продукта с большим содержанием воды будут нагреваться интенсивнее. Особенно ярко это проявляется при размораживании.

Конструкция печи с датчиком веса представлена на рис. 1. В данном случае реализуется программное управление, определяемое исключительно весом объекта. Так как не учитываются диэлектрические параметры продукта, нагрев до заданной температуры может быть реализован только методом проб и ошибок.

Данные недостатки можно компенсировать в случае использования совокупности инфракрасных датчика (в частности трех) (рис. 2). В этом случае принятие решения о продолжении нагрева или о его прекращении происходит на основе сравнения показателей трёх датчиков.

При этом принципиально меняются функция поворотного стола и сам алгоритм функционирования печи. Вместо равномерного одностороннего вращения поворотный стол должен обеспечивать дискретное реверсивное перемещение продукта от датчика с наименьшим показателем температуры к датчику с максимальным показателем. Прекращение нагрева происходит при равенстве показателей всех трёх датчиков. Таким образом, нивелируется неравномерность поглощения СВЧ-мощности в области продукта, что приводит к повышению точности и равномерности нагрева. Вариант алгоритма, реализующего подобное функционирование, представлен на рис. 3.





Рис. 1. СВЧ печь с датчиком веса: 1 – вращающийся лоток; 2 – привод лотка; 3 – датчик веса

Рис. 2. Схема с тремя датчиками: 1, 2, 3 – инфракрасные датчики; 4 – объект



Рис. 3. Алгоритм функционирования установки с тремя инфракрасными датчиками: поворот по часовой стрелке «+», против «–»

Для определения эффективности данного способа было проведено математическое моделирование в программной среде MathCAD. Проведено исследование электродинамических и тепловых процессов с учётом зависимости электрофизических свойств диэлектрика от температуры. Электродинамическая задача решалась с помощью метода эквивалентных схем замещения, тепловая задача решалась на основе элементарных тепловых балансов для каждого слоя диэлектрика. И был рассмотрен процесс CBЧразмораживания мясопродуктов.

Результатом моделирования стали графики (рис. 4, 5), на которых видно, что при использовании данного способа обеспечивается равномерность нагрева размораживающегося объекта по всей его толщине.



Рис. 4. График распределения температуры по слоям во времени



Рис. 5. График распределения температуры по толщине во времени

#### Список литературы

1. Способ управления длительностью приготовления пищи в микроволновой печи: пат. 2124279 Рос. Федерация: МПК6 Н 05 В 6/68, Н 05 В 6/64, А 47 J 27/00, А 47 J 27/088, G 01 G 3/00, G 05 F 1/00, G 05 F 3/00 / Кванг-Кеун Ким и др. № 97102735/13; заявл. 21.02.1997; опубл. 27.12.1998.

2. Устройство для приготовления пищевых продуктов с датчиком инфракрасного излучения: пат. 2145403 Рос. Федерация: МПК6 F 24 C 7/00, H 05 B 6/68 / Хироюки Уехаси и др. № 98105419/03; заявл. 17.03.1998; опубл. 10.02.2000.

3. Архангельский Ю.С., Девяткин И.И. Сверхвысокочастотные нагревательные установки для интенсификации технологических процессов. Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 1983. 140 с.

## ОБНАРУЖЕНИЕ ОБЛЕДЕНЕНИЙ НА ПОВЕРХНОСТИ САМОЛЕТОВ МЕТОДОМ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

М. М. Абулкасымов, М. И. Исаинова, А. С. Шостак (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40 E-mail: murod bek.551m@mail.ru

Статья посвящена актуальной на сегодняшний день проблеме авиакатастроф вследствие обледенения и методам обнаружения обледенения на поверхности летательного аппарата. Для обнаружения обледенений летательных аппаратов с помощью радиоаппаратуры используется актуальный и эффективный метод сверхширокополосного зондирования. Метод основан на анализе реакции исследуемой поверхности летательного аппарата на зондирующий сигнал.

Наземное обледенение самолетов – одна из многофакторных проблем воздушного транспорта. Работы по преодолению этого опасного явления ведутся на протяжении десятилетий, практически с начала возникновения авиационных пассажирских перевозок. Для решения проблем с обнаружением обледенений летательных аппаратов с помощью радиоаппаратуры используется актуальный и эффективный метод сверхширокополосного зондирования.

Для проведения численного моделирования коэффициента отражения были использованы диэлектрическая проницаемость металла и диэлектрическая проницаемость льда.



Рис. 1. Математическая модель, содержащая n-слоев (каждый единичный слой имеет свою толщину hi), нормально падает плоская электромагнитная волна (угол падения  $\Theta$  равен 0)

Требуется определить коэффициент отражения (R<sub>отр</sub>) от исследуемой среды в зависимости от длины волны.

Конечное выражение для коэффициента отражения R<sub>отр</sub> (в нашем случае 3 слоя) имеет следующий вид:

$$R_{12}(f) = \frac{r_{12}(\theta) + r_{24}(f) * e^{\gamma(f)}}{1 + r_{12}(\theta) + r_{24}(f) * e^{\gamma(f)}};$$
(1)

$$R_{15}(f) = \frac{r_{15}(\theta) + r_{25}(f) * e^{\gamma(f)}}{1 + r_{15}(\theta) + r_{25}(f) * e^{\gamma(f)}};$$
(2)

$$R_{16}(f) = \frac{r_{16}(\theta) + r_{26}(f) * e^{\gamma(f)}}{1 + r_{16}(\theta) + r_{26}(f) * e^{\gamma(f)}}.$$
(3)

По формулам (1), (2), (3) был рассчитан модуль коэффициента отражения [1] в частотном диапазоне 30–60 ГГц. Поверхность представлена дискретными слоями толщиной 1; 2; 3 см. значения коэффициента отражения представлены в виде графиков.



Рис. 2. Зависимость модуля коэффициента отражения от частоты, для различных толщин: 1 – вода 1 мм; 2 – лед 3 мм; 3 – вода 3 мм



Рис. 3. Зависимость модуля коэффициента отражения от частоты: 1 – лед 2 мм; 2 – лед 5 мм; 3 – лед 8 мм

Таким образом, форма принятого сигнала несет в себе информацию о том чем покрыта поверхность летательного аппарата и о толщине слоя.

Обобщив и систематизировав теоретические расчеты в процессе выполнения задачи, была разработана структурная схема (рис. 4).

В состав структурной схемы войдут следующие элементы: генератор с перестройкой частоты (СВИП-ГЕНЕНРАТОР); предающая и приемная антенна; устройство обработки информации (УОИ); дисплей (Дс).



Рис. 4. Структурная схема устройства для зондирования поверхности летательного аппарата

В результате было исследовано влияние распределения диэлектрических параметров льда, воды и металла на формирование коэффициента отражения плоской горизонтально поляризованной волны при нормальном падении на поверхность, а также разработана структурная схема устройства. Данный метода диапазоне сверхширокополосного излучения, позволяет определять наличия льда с точностью до мм.

#### Список литературы

1. Финкельштейн М.И. Радиолокация слоистых земных покровов. М.: Сов. радио, 1977. 176 с.

2. Финкельштеин М.И., Кутев В.А., Золотарев В.П. Применение радиолокационного подповерхностного зондирования в инженерной геологии. М.: Недра, 1986. 128 с.

3. Абулкасымов М.М., Исаинова М.И. Радиолокационный метод сверхширокополосного зондирования для обледенений на поверхности самолета // Научная сессия ТУСУР -2015: материалы Всеросс. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 12–15 мая 2015 г. Томск: В-Спектр, 2015: в 5 ч. Ч. 1. С. 289–290.

4. Исаинова М.И., Абулкасымов М.М. Метод зеркальных изображений для обнаружения обледенений летательных аппаратов // Научная сессия ТУСУР -2015: материалы Всеросс. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 12–15 мая 2015 г. Томск: В-Спектр, 2015: в 5 ч. Ч. 1. С. 293–294.

## СПОСОБ КОРРЕКЦИИ ФАЗОВОГО СПЕКТРА БПФ, ВЫЧИСЛЯЕМОГО ПО АЛГОРИТМУ КУЛИ – ТЬЮКИ

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

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет» 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: alexandr15000@mail.ru

В статье объяснено образование пилообразного фазового спектра в результате использования алгоритма БПФ реализованного по методу Кули – Тьюки, на примере прямоугольного образа во временной области. Предложен способ коррекции фазового спектра рассчитанного по алгоритму БПФ, реализованного по методу Кули – Тьюки.

Пусть имеется прямоугольный образ s(t) во временной области с амплитудой 1 В и длительностью  $\tau_{\mu} = 0.2$  с. Применим к нему свойство Фурье: «дополнение нулями» влияющее на интерполяцию спектров. Преобразуем s(t) в образ Фурье  $S(j\omega)$ , рассчитанный способом дискретного преобразования Фурье (ДПФ) без ускорений. Из образа  $S(j\omega)$  выделим действительную  $Re(S(j\omega))$  и мнимую  $Im(S(j\omega))$  части. Изобразим действия рисунком (рис. 1). Пример скрипта для среды *Matlab* версии 7.7 0 471 показан в листинге 1.

Листинг 1 – Описание одномерного ДПФ без ускорений

```
N = length(f); % Размерность анализируемого образа
s_fft = zeros(size(f)); % Вектор - строка нулей
for k = 1 : N % Номер гармоники
    for n = 1 : N % Номер отчета образа (f)
        s_fft(k) = s_fft(k) + f(n)*exp(-2*pi*li*k*n/N);
    end
end
w = fftshift(s_fft); % Сдвиг к центральной частоте
clear s_fft; % Очистка переменной s_fft
```



Рис. 1. Визуализация S(jw)

Если номер гармоники k=1, тогда вектор поворачивается на весь период за N итераций с возвращением в исходное положение  $exp(-j \cdot 2 \cdot \pi / N)$ . При k=2 вектор вращается от начала угла минус 0.7047° с возвращением  $exp(-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot 2 / N)$  в угол минус 1.4063°.

Таким образом, происходит вращение вектора не от начала отсчета 0°, а от начала отсчета номера гармоники *k*. Смещение начала отсчета угла вектора проявляется в пилообразном фазовом спектре (рис. 2), который имеет наклон на определенный угол в каждом отчете ДПФ  $exp(-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \cdot k / N)$ . В диапазоне частот главного лепестка фазовый спектр наклоняется на угол 22.5°.

Утверждение верифицировано на алгоритме быстрого преобразования Фурье (БПФ), реализованного по методу Кули – Тьюки без модификаций, полученные результаты идентичны и в представлении не нуждаются. Проверка осуществлялась на основе библиотеки математический функций преобразования Фурье *FFTW* (англ. *fast Fourier transform works*) [1] внедренной в среду *Matlab*.

Вычисление корректирующих множителей для вектор строки размерностью 512 строк, матрицы размерностью 512 строк на 512 столбцов с применением двухядерного процессора *Intel Pentium T4200* с тактовой частотой 2 ГГц показало результаты, сведенные в табл. 1.

Применение интегрального преобразования Фурье не требует коррекции фазового спектра, потому – что образ анализируется на целом периоде циклической частоты установленный пределами интегрирования. Временные затраты для одномерного случая в 1.5 больше, чем с применением БПФ по методу Кули – Тьюки.



Рис. 2. Частотное представление прямоугольного образа

Таблица 1

Вектор строка	Матрица	
Тип испытания	Время, мс	Время, мс
БПФ (Кули – Тьюки) без сдвига	7.323	65.028
Сдвиг в частотной области	94.455	18952.6
Общее время	101.78	19017.7
Интегральное преобразование Фурье	158.31	206445.4

Временные затраты в среде Matlab

Двумерный случай требует времени в 10.8 раз больше. Следовательно, требуется алгоритм вычисления ускоренного ДПФ с вычислительной сложностью сопоставимой с методом Кули – Тьюки, учитывающий коррекцию угла вращения вектора. В основе перспективной разработки будет лежать модифицированный алгоритм БПФ [2, 3] с учетом фазовых множителей.

Наилучшие результаты показал алгоритм БПФ с последующей коррекцией образа  $S(j\omega)$  вектор-строкой для одномерного и матрицей для двумерного случаев, состоящих из фазовых множителей, при этом коррекция реализована последовательным способом. Результат коррекции взят из разрабатываемой программы «*TF* – *PLANE*», решающая прикладную задачу восстановления диаграмм направленности по измеренному ампли-

тудно-фазовому распределению на плоскости в безэховой камере. Программа «*TF* – *PLANE*» написана в среде *Matlab* и оттестирована на измерениях сделанных в безэховой камере лаборатории антенн СВЧ [5]. Результат коррекции фазового спектра показан на рис. 4.



Рис. 3. Некорректированный фазовый спектр



Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в базовой части НИР, выполняемых по государственному заданию в ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет».

#### Список литературы

1. Сайт библиотеки FFTW. URL: www.fftw.org.

2. Тутатчиков В.С., Кольцова И.В. Модификация алгоритма одномерного быстрого преобразования Фурье по аналогу Кули – Тьюки. URL: www.elib.sfu-kras.ru/handl e/2311/18860.

3. Сидорова Т.В., Зыкова Т.В., Сафонов К.В. О модификации быстрого одномерного преобразования Фурье по алгоритму Кули – Тьюки. URL: www.cyberleninka .ru/article/n/o-modifikatsii-bystrogoodnomernogo-preobrazovaniya-furie-po-algoritmu-kuli-tyuki.

4. Дранишников А.С., Саломатов Ю.П. Корректное вычисление фазового спектра БПФ, реализованного по методу Кули – Тьюки // Молодежь и наука. 2016.

5. Лаборатория антенн СВЧ СФУ http://svch.sfu-kras.ru/

# ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ЧЕТЫРЕХ- И ПЯТИПРОВОДНЫХ МОДАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ ЗАЩИТЫ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ

А. О. Белоусов, А. М. Заболоцкий, Т. Р. Газизов (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) 634000, г. Томск, ул. Вершинина, 47 E-mail: antllafleur@gmail.com

Рассмотрено совершенствование защиты от сверхкоротких импульсов за счет оптимизации параметров многопроводных модальных фильтров (МФ) на основе микрополосковых линий по разным критериям. Получены четырех- и пятипроводный МФ с максимизированными разностями задержек между первым и последним импульсами разложения. Это достигнуто за счет расширения временных промежутков между импульсами разложения. При этом значительно, почти в 2.2 и 2.6 раза, уменьшается амплитуда сигнала на выходе четырех- и пятипроводного МФ соответственно. Результаты показали важность оптимизации многопроводных МФ не только по критерию минимизации амплитуды выходного сигнала и выравнивания разностей задержек импульсов разложения, но и максимизации разности задержек между первым и последним импульсами разложения.

Современные радиотехнические системы имеют широкие возможности, но часто повышенную восприимчивость к электромагнитным помехам. Особо опасными представляются кондуктивные помехи, которые могут подаваться и проникать в аппаратуру непосредственно по проводникам. В качестве источников таких помех активно исследуются сверхкороткие импульсы (СКИ) [1], которые способны вывести аппаратуру из строя.

Для защиты радиоэлектронной аппаратуры от мощного СКИ предложена технология модальной фильтрации, основанная на использовании модального разложения СКИ в многопроводных линиях передачи из-за различия задержек мод [2]. Практическая реализация модальной фильтрации представляется возможной на разных структурных уровнях аппаратуры, например с помощью кабелей [3, 4], в виде отдельных блоков, а также компонентов [5], в том числе печатных [6]. Однако рассмотрены МФ, в основном из двух связанных линий. Модальная фильтрация в многопроводных структурах исследована мало.

Известны результаты моделирования микрополосковой линии (МПЛ) из двух, трех и четырех проводников, демонстрирующие разложение исходного импульса, возбуждаемого в начале активного проводника, на 2, 3 и 4 импульса в его конце и уменьшение максимальной амплитуды импульса [5]. Однако предельные возможности уменьшения амплитуды остались невыявленными. Этот пробел восполнен в работе [7], где предложено совершенствование защиты от СКИ за счет добавления к связанной МПЛ дополнительных проводников до трех-, четырех- и пятипроводной МПЛ, в которых за счет оптимизации получены максимальные амплитуды импульсов разложения в 3, 3.6 и 4.5 раза соответственно меньше уровня сигнала в начале линии. Однако неучет разностей задержек между импульсами разложения привел к различным значениям данных параметров, ограничив максимальную длительность импульса, который будет полностью разлагаться. Этот недостаток устранен в работе [8], где получены трех-, четырех- и пятипроводная МПЛ с равными разностями задержек между импульсами разложения, что позволяет увеличить длительность импульса, который будет разлагаться в этих структурах полностью.

Однако в этих работах осталась без внимания разность максимальной и минимальной задержек, что привело к неконтролируемому варьированию ее значения в разных структурах и, как следствие, ограничило максимальную длительность исходного импульса, который будет полностью разлагаться. Таким образом, возникает необходимость оптимизации многопроводного МФ по нескольким критериям. Между тем формулировка такой задачи в общем виде не выполнялась. Цель работы – восполнить этот пробел.

Оптимизация может выполняться по различным критериям. Для получения высоких характеристик многопроводных МФ актуальны критерии, рассмотренные ниже.

1. Минимизация максимального напряжения формы сигнала на выходе МФ:

$$\max(U(t)) \to \min. \tag{1}$$

Данный критерий наиболее важен, поскольку именно амплитуда сигнала на выходе МФ определяет его основную характеристику: ослабление фильтра. Однако в зависимости от заданного воздействия оптимизация по данному критерию может давать различные результаты. Кроме того, требуется затратное вычисление временного отклика, что затрудняет оптимизацию сложных структур.

2. Выравнивание разностей задержек импульсов разложения:

$$\min|t_{i+1}-t_i| \to \max, i=1, \dots, Np-1, \tag{2}$$

где *Np* – количество импульсов разложения; *t<sub>i</sub>* – значение задержки *i*-го импульса.

Данный критерий важен для увеличения максимальной длительности исходного импульса, который будет полностью разлагаться и предотвращения наложения импульсов, увеличивающего максимальное напряжение на выходе линии.

3. Максимизация разности максимальной и минимальной задержек импульсов:

$$(t_{\max}-t_{\min}) \rightarrow \max,$$
 (3)

где  $t_{\text{max}}$ ,  $t_{\text{min}}$  – максимальное и минимальное значения задержки импульса соответственно.

Данный критерий важен для дополнительного увеличения максимальной длительности исходного импульса, который будет полностью разлагаться. Отметим, что в данной формулировке этот критерий может давать импульсы разложения в любой части оси времени. Между тем увеличение задержки импульсов может быть нежелательным. Чтобы его минимизировать, можно использовать другие формулировки:

$$(t_{\min} - l/c) \rightarrow \min$$
 (4)

$$(\varepsilon_{rmax}) \rightarrow min,$$
 (5)

где l – длина МФ; с – скорость света в вакууме;  $\varepsilon_{rmax}$  – максимальное значение  $\varepsilon_r$  диэлектриков МФ.

Действительно, критерий (4) устремляет время задержки первого импульса к минимально возможному, т. е. определяемому скоростью света в вакууме. Критерий (5) устремляет время задержки последнего импульса к максимально возможному, т. е. определяемому скоростью света в диэлектрике с максимальным значением  $\varepsilon_r$ .

При многократных изменениях в диапазоне параметров целесообразно использовать моделирование. Для этого необходимо построить геометрическую модель поперечного сечения МПЛ, вычислить матрицы погонных коэффициентов электростатической (С) и электромагнитной (L) индукций, составить схему для моделирования, задать нагрузки и воздействие, вычислить временной отклик на импульсное воздействие в диапазоне параметров, а также выполнить оптимизацию параметров МПЛ. Указанное представляется целесообразным выполнить для МПЛ, имеющей 4 и 5 проводников.

Вычисление параметров линии и форм сигнала выполнялось в программном продукте TALGAT [9]. Допускалось, что в рассматриваемых линиях распространяется Т-волна. Потери в проводниках и диэлектриках не учитывались, чтобы устранить их влияние на первом этапе исследования. Исследовались 4- и 5-проводные МПЛ при следующих параметрах: толщина проводников t = 105 мкм и толщина диэлектрика h = 190 мкм (стандартный материал), относительная диэлектрическая проницаемость  $\varepsilon_r = 5$  (рис. 1, 2). Сначала оптимизировалось значение ширины проводников *w* для обеспечения волнового сопротивления одиночной линии 50 Ом. Получено значение 290 мкм, которое не менялось, как и значения t, h и  $\varepsilon_r$ . Затем оптимизировались значения расстояний между проводниками s1, s2, s3для 4-проводной и s1, s2, s3, s4 для 5-проводной линий. Результаты оптимизации показали, что достижение наилучшего результата при использовании критерия (3) достигается путем установления сильной связи между первым и вторым проводниками. Поэтому взято  $s_i=50$  мкм для обеих линий из практических соображений как минимальный зазор для технологии печатных плат. При R = 50 Ом и l = 4 м вычислялись временные отклики на воздействие импульса с ЭДС = 5 В и длительностями фронта, спада и плоской вершины по 50 пс.

Формы сигналов в начале и конце МФ представлены на рис. 1, 2. Для сравнения в табл. 1 приведены результаты оптимизации для N = 4, 5 (N – количество проводников) по трём различным критериям: минимизации max(U(t)), из [7]; максимизации min $|t_{i+1} - t_i|$ , из [8]; максимизации ( $t_{max} - t_{min}$ ), предложенные в данной работе.

Таблица 1

Критерий	$\max(U(t)) \rightarrow \min$		$\min t_{i+1}-t_i  \rightarrow \max$		$(t_{\text{max}}-t_{\text{min}}) \rightarrow \text{max}$	
N	4	5	4	5	4	5
a 1991	500, 675,	367, 447,	70, 335,	15, 32,	50, 50,	50, 50,
$S_i$ , MKM	650	500, 685	250	290, 200	50	50, 50
$\tau_{max} - \tau_{min}$ , HC/M	0.45	0.67	1.4	2.39	1.98	2.11
$t_{\text{max}}$ — $t_{\text{min}}$ , HC	1.8	2.68	5.6	9.56	7.92	8.44
$\max(\mathbf{V}_{\mathbf{R}}), \mathbf{B}$	0.70	0.56	1.08	0.65	1.05	0.87
$\max(V_A), B$	0.70	0.56	1.16	0.68	1.06	0.88

Результаты оптимизации по разным критериям

Для 4-проводной линии при s1 = s2 = s3 = 50 мкм погонные задержки мод равны 4.65, 4.88, 5.49, 6.63 нс/м, а их максимальная разность составила 1.98 нс/м (увеличившись в 1.4 раза относительно предыдущего критерия). Для 5-проводной линии при s1 = s2 = s3 = s4 = 50 мкм погонные задержки мод оказались равными 4.63, 4.76, 5.06, 5.72, 6.74 нс/м, а максимальная разность уменьшилась до 2.11 нс/м, (т. е. в 0.9 раза относительно предыдущего критерия), причем выявлено, что на это значительно влияет только s1, значение которого в предыдущем критерии составляло 15 мкм для 5-проводной линии.

Далее вычислены максимальные амплитуды импульсов на выходе МФ по временному отклику (max(V<sub>R</sub>)) из рис. 1, 2. Как видно, улучшение одного параметра (рост разности задержек) может ухудшать другой (увеличивать максимальную амплитуду импульсов). Так, при переходе от минимизации max(U(t)) к максимизации ( $t_{max}-t_{min}$ ) значение max(U(t)) возрастает от 0.70 В до 1.05 В (в 1.5 раза) для 4-проводной линии и 0.56 В до 0.87 В (в 1.55 раза) для 5-проводной линии.

Однако минимизация  $\max(U(t))$  требует моделирования временного отклика. Однако оно может быть вычислительно затратным, и поэтому актуально его ускорение. Между тем при согласовании каждой моды многопроводной линии передачи вычисление амплитуд импульсов разложения возможно по аналитическому выражению [5]:

$$\mathbf{V} = \mathbf{S}_{\nu} \operatorname{diag}(\mathbf{V}_m), \tag{6}$$

где  $V_m=0.5$   $S_v^{-1}$  E;  $S_v$  – матрица размера  $N \times N$ , содержащая собственные векторы матрицы LC; E – вектор размера  $N \times 1$ , состоящий из значений амплитуд источников напряжения, где N – количество проводников.

По (6) вычислены максимальные амплитуды импульсов на выходе МФ и приведены в последней строке табл. 1. Как видно, они очень близки к амплитудам, полученным по отклику. Этот факт важен, поскольку позволяет быструю оптимизацию по аналитическому выражению, т. е. без затратного вычисления временного отклика.

Что касается максимизации min $|t_{i+1}-t_i|$  и максимизации ( $t_{max}-t_{min}$ ), то в общем случае они также требуют вычисления временного отклика, поскольку необходимы значения моментов прихода импульсов разложения к концу линии. Однако опыт практического моделирования МФ показал, что при согласовании МФ и слабой связи между проводниками максимальная амплитуда импульсов определяется амплитудами первых (не испытавших отражения) импульсов. Моменты их прихода к концу МФ определяются значениями погонных задержек мод. Тогда для оптимизации нет необходимости вычислять временной отклик, а достаточно вычислить лишь погонные задержки, что значительно снижает вычислительные затраты. Так, (2) примет вид

$$\min[\tau_{i+1} - \tau_i] \to \max, i=1, \dots, N-1, \tag{7}$$

где т<sub>i</sub> – значение погонной задержки *i*-й моды. Из (3) получим

$$(\tau_{\max} - \tau_{\min}) \rightarrow \max,$$
 (8)

где  $\tau_{max}$ ,  $\tau_{min}$  – максимальное и минимальное из значений погонных задержек мод соответственно, а из (4) и (5) –

$$(\tau_{\min}-1/c) \rightarrow \min,$$
 (9)

$$(\varepsilon_{rmax}^{0.3}/c-\tau_{max}) \rightarrow min.$$
 (10)

Таким образом, представленные аналитические выражения могут значительно ускорить вычисление целевой функции.

В итоге в работе впервые представлены результаты оптимизации многопроводных МФ по трем разным критериям. Оптимизируемые параметры изменялись пользователем. Однако из этих критериев легко получить единую целевую функцию. В таком случае можно использовать любые методы оптимизации и получать более высокие характеристики МФ.



Рис. 1. Поперечное сечение, схема и формы сигнала в начале (- - -) и конце (——) проводника 1 для четырехпроводного МФ при s1=s2=s3= 50 мкм



для пятипроводного МФ при s1=s2=s3=s4= 50 мкм

Разработка программного обеспечения выполнена в рамках выполнения проектной части государственного задания 8.1802.2014/К Минобрнауки РФ оптимизация выполнена при поддержке гранта РФФИ 14-29-09254, моделирование выполнено за счет гранта РНФ 14-19-01232 в ТУСУРе.

#### Список литературы

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

2. Zabolotsky A.M., Gazizov T.R., Modal filters for protection of spaceborne radioelectronic equipment. Tomsk, 2013. P. 151, in Russian.

3. Gazizov T.R., Zabolotsky A.M., Samotin I.E. Experimental results on ultra wide band pulse propagation in three-conductor power cables of flat and circular cross sections // Proceedings of International Siberian conference on control and communications (SIBCON–2009). Russia, Tomsk. March 27–28, 2009. Tomsk. 2009. P. 264–269.

4. Gazizov T.R., Zabolotsky A.M. Experimental Results on UWB Pulse Propagation in Low-Voltage Power Cables With Different Cross Sections // IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility. Vol. 54, (1). P. 229–231, Feb 2007.

5. Zabolotsky A.M., Gazizov T.R. Time-domain response of multiconductor transmission lines. Tomsk: Tomsk st. univ., 2007. P. 152.

6. Gazizov T.R., Zabolotsky A.M., Samotin I.E. New approach to EMC protection // Proceedings of the 18-th International Zurich Symposium on EMC. Germany, Munich. September 24–28 2007. Munich, 2007. P. 273–276.

7. Belousov A.O., Gazizov T.R., Zabolotsky A.M. Multiconductor microstrip line as a modal filter for protection against ultrashort pulses // Dokladi Tomsk. gos. un-ta sist. upr. i radioelectroniki. Vol. 3 (37)/ P. 124–128, in Russian, 2015.

8. Belousov A.O., Gazizov T.R., Zabolotsky A.M. Maximization of duration of ultrashort pulse that is completely decomposed in multiconductor modal filters // Proceedings of International Siberian conference on control and communications (SIBCON–2016). Russia, Moscow. May 12–14, 2016. 2016. Moscow. P. 1–4. (to be published)

9. New developments for improved simulation of interconnects based on method of moments / S.P. Kuksenko, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky, R.R. Ahunov, R.S. Surovtsev, V.K. Salov, Eg.V. Lezhnin // Advances in Intelligent Systems Research (ISSN 1951-6851). Proc. of the 2015 Int. Conf. on Modeling, Simulation and Applied Mathematics (MSAM2015). August 23–24, 2015, Phuket, Thailand. P. 293–301.
# АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ В МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ РАДИОЛОКАТОРАХ

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

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

Использование радиолокационных сигналов, излучаемых с ортогональными линейными поляризациями, позволяет существенно повысить информативную способность метеорологических радиолокаторов. Однако явно выраженная зависимость измеряемой дифференциальной радиолокационной отражаемости от дифференциальных факторов среды ограничивает возможность прямого использования результатов измерений. Специфика трансформации круговой поляризации сигнала при изменении ориентации базиса предопределяет актуальность анализа возможности применения таких сигналов в указанных выше задачах.

В настоящее время оценка метеорологического состояния атмосферы представляет важную задачу для различных отраслей хозяйственной деятельности. Внедряемый в настоящее время в РФ доплеровский метеорологический радиолокатор ДМРЛ-С использует сигналы с линейной поляризацией.

Возможности радиолокатора ДМРЛ-С позволяют измерить не только основные компоненты принятого сигнала, но и ортогональные, относительно сигнала излученной линейной поляризации, составляющие.

Однако остается еще много нерешенных вопросов, связанных с оцениванием измерения интенсивности осадков, и, может быть, самое главное – с применением поляризационных оценок в алгоритме распознавания опасных явлений [1].

Как показано в работе [2], указанные обстоятельства обусловлены существующей зависимостью измеряемых в ДМРЛ-С характеристик от дифференциального ослабления  $\Delta \alpha$  и дифференциального фазового сдвига  $\Delta \Phi$ . В связи с чем представляет интерес анализ возможностей использования сигналов круговой поляризации в метеорологический радиолокаторах. При этом наиболее целесообразным является случай, когда излучается сигнал с круговой поляризацией одного направления вращения, а принимаются сигналы как с той же круговой поляризацией, так и с круговой поляризацией противоположного направления вращения.

Если излучается сигнал с правой круговой поляризацией, то вектор Джонса излученного сигнала имеет вид

$$\dot{E}^{OUT} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left| \frac{1}{j} \right|. \tag{1}$$

При этом в зависимости от длины трассы z, с учетом изменений эллиптичности и угла ориентации эллипса поляризационного сигнала, выражение для принимаемого сигнала может быть записано в виде:

$$E^{iN} = [T][R(\beta_0)]^{-1}[R(\beta(z))]\dot{E}^{OUT}(z),$$
(2)

где  $\dot{E}^{OUT}(z) = \begin{vmatrix} \cos \alpha(z) \\ j \sin \alpha(z) \end{vmatrix}$ ;  $[R(\beta(z))] = \begin{vmatrix} C_{\beta} & S_{\beta} \\ -S_{\beta} & C_{\beta} \end{vmatrix}$  – оператор перехода в систему координат среды, запол-

ненной гидрометеорами;  $[R(\beta_0)]^{-1} = \begin{vmatrix} C_{\beta_0} & -S_{\beta_0} \\ S_{\beta_0} & C_{\beta_0} \end{vmatrix} - матрица перехода в систему координат локатора (в из-$ 

мерительный поляризационный базис);

[Т] – оператор соответствующего преобразователя поляризации, отвечающий последовательно соединенным секции круглого волновода со встроенной четвертьволновой фазовой пластиной, ориентированной под углом 45° относительно измерительной системы координат, и прямоугольного волновода.

Здесь и далее использованы обозначения:

 $\cos\beta(z) = C_{\beta}, \sin\beta(z) = S_{\beta}.\cos\alpha(z) = C_{\alpha}, \sin\alpha(z) = S_{\alpha};$ 

 $\beta(z)$  – угол ориентации эллипса поляризации, изменяющийся под воздействием параметров  $\Delta \alpha$  и  $\Delta \Phi$  в процессе распространения электромагнитной волны в среде, заполненной гидрометеорами [2];

*β*<sub>0</sub> − угол ориентации измерительного поляризационного базиса (связанного с РЛС) относительно собственного базиса среды;

 $\alpha(z)$  – угол эллиптичности, изменяющийся под воздействием параметров  $\Delta \alpha$  и  $\Delta \Phi$  в процессе распространения электромагнитной волны в среде, заполненной гидрометеорами [2].

Выражение, описывающее излучаемую волну в собственном базисе среды, имеет вид

$$\begin{vmatrix} C_{\beta} & S_{\beta} \\ -S_{\beta} & C_{\beta} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} C_{\alpha} \\ j & S_{\alpha} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} C_{\alpha}C_{\beta} + jS_{\alpha}S_{\beta} \\ -S_{\beta}C_{\alpha} + jS_{\alpha}C_{\beta} \end{vmatrix} .$$
(3)

Тогда принимаемый сигнал с правой круговой поляризацией может быть найден по формуле

$$E_{R}^{j_{N}} = \frac{1}{\sqrt{2}} e^{j\frac{\pi}{4}} \begin{vmatrix} 1 & -j \\ 0 & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} C_{\beta 0} & -S_{\beta 0} \\ S_{\beta 0} & C_{\beta 0} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} C_{\alpha} C_{\beta} + j S_{\alpha} S_{\beta} \\ -S_{\beta} C_{\alpha} + j S_{\alpha} C_{\beta} \end{vmatrix}.$$
 (4)

Произведя необходимые расчеты, получим выражение для амплитуды сигнала, принятого с правой круговой поляризацией, в следующем виде:

$$\left| E_R^{IN} \right| = \left( C_\alpha + S_\alpha \right) \,. \tag{5}$$

В случае приема с левой круговой поляризацией получим

$$E_L^{iN} = \frac{1}{\sqrt{2}} e^{-j\frac{\pi}{4}} \begin{vmatrix} 1 & j \\ 0 & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} C_{\beta 0} & -S_{\beta 0} \\ S_{\beta 0} & C_{\beta 0} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} C_{\alpha} C_{\beta} + j S_{\alpha} S_{\beta} \\ -S_{\beta} C_{\alpha} + j S_{\alpha} C_{\beta} \end{vmatrix},$$
(6)

а амплитуда сигнала, принятого с левой круговой поляризацией, будет иметь вид

$$\left| E_L^{iN} \right| = (C_\alpha - S_\alpha). \tag{7}$$

Определим величину модифицированной дифференциальной радиолокационной отражаемости  $Z_{CDR}(\alpha(z))$  на выходе приемника с логарифмической характеристикой как  $Z_{CDR}(\alpha(z)) = 20 \lg \left( \frac{|E_R^{IN}|}{|E_R^{IN}|} \right)$ , после подстановки формул (5) и (7), можно записать в

виде

$$Z_{CDR}(\alpha(z)) = 20 \lg \left(\frac{C_{\alpha} + S_{\alpha}}{C_{\alpha} - S_{\alpha}}\right).$$
(8)

Как видно из формулы (8), ни числитель, ни знаменатель не зависят от угла ориентации.

Выражение для определения угла эллиптичности имеет вид

$$\alpha(z) = \frac{1}{2} \arcsin\left(\frac{2 \cdot 10^{0,05\Delta\alpha z} \cdot \sin\left(\Delta\Phi z + \frac{\pi}{2}\right)}{1 + 10^{0,1\Delta\alpha z}}\right).$$
(9)

При определении  $\alpha(z)$  в показателе синуса появляется фазовый сдвиг  $\frac{\pi}{2}$ , так как в случае круговой поляризации фазовый сдвиг присутствует между двумя компонентами.

На рис. 1, 2 и 3 приведены графики расчетных зависимостей  $Z_{CDR}(\alpha(z))$  для различных интенсивностей дождя R[мм/ч].



Рис. 1. R=12,5 мм/ч;  $\Delta \alpha$ =0,02 дБ/км;  $\Delta \Phi$ =1 град/км



Рис. 2. R=50мм/ч; Δα=0,1дБ/км; ΔΦ=4 град/км



Рис. 3. R=150мм/ч;  $\Delta \alpha$ =0,8дБ/км;  $\Delta \Phi$ =14 град/км

Полученные предварительные результаты указывают на необходимость учета воздействия дифференциальных факторов (дифференциальное ослабление и дифференциальный сдвиг) на поляризационные характеристики сигнала в процессе распространения от передней границы метеообразования к периферии.

Причем, если при R=12,5 мм/ч зависимость  $Z_{CDR}(\alpha(z))$  имеет монотонный характер, то для двух других значений R характер закономерностей изменяется.

Существенные изменения поляризационного отношения наблюдаются на расстоянии 0–20 км при интенсивности 50 мм/ч и на расстоянии 0–10 км при интенсивности 150 мм/ч. При этом среда с гидрометеорами оказывает существенное воздействие на сигналы с круговой поляризацией. Учет этого воздействия требует дальнейших исследований.

#### Список литературы

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

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

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

# Секция «ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И НАНОЭЛЕКТРОНИКА»

# ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОЦЕССА ФОРМИРОВАНИЯ НАНОКОМПОЗИТНОЙ СТРУКТУРЫ НА ОСНОВЕ ПОЛНОГО ФАКТОРНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА

Н. Е. Авилов, Г. Н. Шелованова (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: laikypro@gmail.com

Представлены результаты применения полного факторного эксперимента для формирования нанокомпозитной структуры каскадного типа с целью создания солнечного элемента. Показано, что количество экспериментов, материалов и времени существенно снижается. В результате анодного травления монокристаллического кремния получена нанопористая матрица, являющаяся затем темплатом (шаблоном) для последующих действий по созданию нанокомпозитной структуры.

#### Введение

Как и много лет назад, создание устройств преобразования солнечной энергии в электричество является одной из приоритетных задач электроники. Одним из механизмов, существенно понижающих эффективность фотопреобразования, является неполное поглощение солнечного спектра (вклад в фототок дают только фотоны с энергией, превышающей ширину запрещенной зоны). Для устранения потерь (почти 50 % солнечного спектра) используют гетероструктуры на основе полупроводников с разной шириной запрещенной зоны, максимально перекрывающие солнечный спектр (каскадные солнечные элементы).

В данной работе представлены экспериментальные результаты по получению и исследованию каскадного солнечного элемента на основе нанокомпозитной структуры.

В качестве основы для структуры использовалась пластина кремния со слоем алюминия на одной из сторон. Алюминий выступает в роли омического контакта.

Формирование нанокомпозитной структуры начинается с получения слоя пористого кремния на исходной кремниевой подложке. Такой слой необходим, чтобы создать фотоактивную среду с высокой удельной поверхностью, высокими антиотражающими свойствами и, что очень важно, играющую роль темплата для задания наноразмерности в композите.

Целью данной работы является применение статистического метода планирования эксперимента для выбора оптимальных режимов создания нанокомпозитной среды.

# Получение нанокомпозитной структуры

Основным способом формирования низкоразмерной среды в кремнии в настоящее время признан достаточно простой низкотемпературный способ анодного травления монокристаллических пластин кремния в водных или спиртовых растворах фтористо-водородной кислоты *HF* [1].

Электрохимический способ получения пористой матрицы является многофакторным процессом. При этом свойства низкоразмерной среды в кремнии зависят как от электрофизических параметров подложки (удельного сопротивления, типа проводимости, кристаллографической ориентации), так и от условий проведения анодного процесса (плотности тока, времени экспозиции, состава электролита, температуры и др.). Даже если ограничиться основными параметрами, то при одном типе проводимости, одной ориентации подложки, постоянной температуре и составе электролита надо учитывать одновременное действие трех главных факторов – удельного сопротивления подложки, плотности тока и времени анодирования.

Для оптимизации процесса формирования нанокомпозитной структуры в работе был применён метод полного факторного эксперимента [2].

Полным факторным экспериментом (ПФЭ) называется эксперимент, реализующий все возможные неповторяющиеся комбинации уровней независимых управляемых факторов, каждый их которых варьируют на двух уровнях. В этом случае учитывается влияние на функцию отклика исследуемого процесса не только каждого рассматриваемого в эксперименте фактора в отдельности, но и их взаимодействий. План проведения экспериментов записывается в виде матрицы планирования, в которой в определенном порядке перечисляются различные комбинации факторов на двух уровнях.

При варьировании каждым из трех факторов (k = 3) на двух уровнях число опытов N будет составлять  $N = 2^3 = 8$ . В нашем случае в качестве факторов выбраны: удельное сопротивление исходной подложки ( $x_1$ ), плотность тока анодирования ( $x_2$ ), время процесса ( $x_3$ ). За выход процесса (y) принята пористость формируемой матрицы.

В табл. 1 приведена матрица планирования ПФЭ для трех факторов:  $x_1, x_2, x_3$ . Знак «+» говорит о том, что во время опыта значение фактора устанавливают на верхнем уровне, а знак «-» показывает, что значение фактора устанавливают на нижнем уровне.

Таблица 1

№ опыта	$x_0$	$x_1$	$x_2$	<i>x</i> <sub>3</sub>	$x_1 x_2$	$x_1 x_3$	$x_2 x_3$	$x_1 x_2 x_3$	у
1	+	1	-	+	+	_	_	+	$y_1$
2	+	+	1	1	-	_	+	+	$y_2$
3	+	1	+	-	-	+	-	+	<i>y</i> <sub>3</sub>
4	+	+	+	+	+	+	+	+	<i>y</i> <sub>4</sub>
5	+	1	1	1	+	+	+	_	<i>Y</i> 5
6	+	+	_	+	_	+	_	_	<i>Y</i> 6
7	+	.	+	+	_	_	+	_	<i>Y</i> <sub>7</sub>
8	+	+	+	-	+	_	_	_	$y_8$

Матрица планирования эксперимента

Из таблицы видно, что учитывается влияние на выход процесса (y) не только каждого отдельного фактора, но и их взаимодействий ( $x_1x_2, x_1x_3, x_2x_3, x_1x_2x_3$ ). Уравнение математической модели (уравнение регрессии), таким образом, имеет вид

# $Y = b_0 + b_1 x_1 + b_2 x_2 + b_3 x_3 + b_{12} x_1 x_2 + b_{13} x_1 x_3 + b_{23} x_2 x_3 + b_{123} x_1 x_2 x_3.$

Коэффициенты перед факторами и их взаимодействиями называются коэффициентами регрессии, которые показывают степень воздействия факторов на процесс. По вычисленным коэффициентам регрессии можно судить о том, какие из факторов в большей степени влияют на выход процесса (*y*), какие – в меньшей. Когда коэффициенты положительны, то с увеличением соответствующих факторов увеличивается отклик. Когда коэффициенты отрицательны, это означает, что с уменьшением фактора и взаимодействий значение отклика будет возрастать, а с увеличением – убывать.

Проверка уравнения регрессии на адекватность осуществляется по критерию Фишера. Расчеты показали, что больше всего на пористость кремниевой матрицы влияет совместное действие двух факторов – плотности тока анодирования и удельного сопротивления подложки. При принятых значениях параметров в диапазоне max – min и постоянстве температуры и состава электролита пористость составила 67–72 %, что свидетельствует о наноразмерности пористой матрицы. Это подтверждается и исследованием полученной структуры пористого кремния атомно-силовым микроскопом (ACM).



Рис. 1. АСМ-изображение структуры пористого кремния

На следующем этапе формирования нанокомпозитной структуры проводилось внедрение меди в пористую матрицу. В данной работе осаждение меди осуществлялось способом химического замещения. Данный метод заключается в выдержке пористого кремния в растворе для осаждения, где протекают окислительно-восстановительные реакции между кремниевым скелетом и ионами металла из раствора. В результате происходит восстановление металла до атомарной формы, сопряженное с растворением скелета пористого кремния. Формирование нанокомпозитов медь – пористый кремний методом химического замещения особенно интересно с практической точки зрения благодаря простоте, невысокой стоимости и возможности легкого контроля процесса осаждения. Как и в случае с получением пористого слоя, применили метод полного факторного эксперимента. В качестве параметров процесса приняты содержание меди в исходном растворе ( $x_1$ ) и время экспозиции в нем пористой матрицы ( $x_2$ ). Выходом процесса (y) является количество меди в порах. Масса осевшей меди численно равна разности вса образца после процесса осаждения и до него. Матрица планирования содержит  $2^2 = 4$  опытов (табл. 2).

Таблица 2

№ опыта	$x_0$	$x_1$	$x_2$	$x_1 x_2$	У
1	+	_	-	+	$\mathcal{Y}_1$
2	+	+	-	-	$y_2$
3	+	_	+	-	<i>y</i> <sub>3</sub>
4	+	+	+	+	$\mathcal{Y}_4$

Уравнение регрессии имеет вид:

$$Y = b_0 + b_1 x_1 + b_2 x_2 + b_3 x_3 + b_{12} x_1 x_2.$$

По расчетным значениям коэффициентов регрессии установлен оптимальный состав раствора для меднения: 0,02 M CuSO<sub>4</sub>·5H<sub>2</sub>O + 3 % HF (48%) + 4% C<sub>3</sub>H<sub>7</sub>OH. Время осаждения составило 2 часа. Скол структуры после осаждения меди представлен на рис. 2.



Рис. 2. Скол структуры после осаждения меди методом химического замещения

На следующем этапе проводилось окисление меди до Cu<sub>2</sub>O. В данной работе в качестве электролита выбран 3%-й раствор сульфаминовой кислоты NH<sub>2</sub>SO<sub>3</sub>H.

Для увеличения фотоактивности и завершения структуры наносили антиотражающий слой In<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, который обладает проводящими свойствами и применяется как омический контакт [3].

# Исследование фотоотклика нанокомпозитной структуры

В ходе фотоэлектрических исследований был измерен фотоответ (световой ток короткого замыкания) образца после каждой операции.



Рис. 3. Энергетическая диаграмма структуры

Таблица 3

Изменение фотоответа структуры при освещённости 200 Лк

Этап	Фотоотклик, мкА/см <sup>2</sup>
Исходная подложка	0,052
После образования слоя пористого Si	0,22
После введения меди в пористую мат- рицу и её окисления до Cu <sub>2</sub> O	4,28
После нанесения слоя In <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	40,3

Анализируя показатели фотоответа (табл. 3) для полученной нанокомпозитной структуры, следует отметить, что значительная добавка по световому току обусловлена фотоактивностью оксида одновалентной меди, наличием просветляющего покрытия и каскадной структуры (рис. 3): ширина запрещенной зоны у оксида меди (2,2 эВ) больше, чем у пористого кремния (около 1,65 эВ), а у последнего больше, чем у кремния (1,11 эВ). Благодаря широкозонному окну ( $In_2O_3$  с шириной запрещённой зоны более 3 эВ) большее число фотонов доходит до электронно-дырочного перехода, где происходит разделение генерированных светом носителей.

#### Список литературы

1. Зимин С.П. Пористый кремний – материал с новыми свойствами // Соросовский образовательный журнал. 2004. Т. № 1. С. 101–107.

2. Адлер Ю.П., Маркова Е.В., Грановский Ю.В. Планирование эксперимента при поиске оптимальных условий. М.: Наука, 1976. 279 с.

3. Холькин А.И., Патрушева Т. Н. Экстракционно-пиролитический метод получения оксидных функциональных материалов. М.: КомКнига, 2006. 276 с.

# РАСЧЕТ ВХОДНЫХ И ВЫХОДНЫХ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРА В X-ДИАПАЗОНЕ

О. Ю. Баранов, В. К. Симачев, С. И. Трегубов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: dragonagegood123@mail.ru

Расчет транзисторов СВЧ является одним из самых сложных при проектировании малошумящих усилителей. Сложность заключается в получении требуемых характеристик, таких как коэффициент стоячей волны по напряжению входа (КСВНвх), коэффициента усиления (Ку), коэффициента шума (Кш) или шумовой температуры (Тш). В данной работе приводится одна из методик расчета СВЧ-транзистора – методика расчета на согласование выхода транзистора. В качестве объекта исследования был выбран транзистор MGF4937AM фирмы MITSUBISCHI ELECTRIC.

Моделирование осуществлялось в САПР *AWR Design Environment* [1]. Выбор пакета был осуществлен с учетом обеспечения функциональности, удобства в использовании, скорости выполнения расчетов и точности полученных результатов.

В расчетной модели было заложено следующее: модель транзистора, полученная из его S-параметров, 50 Ом порты. Расчетная модель приведена на рис. 1.



Рис. 1. Фрагмент копии экрана для расчета параметров транзистора

Первоначально строились окружности устойчивости, коэффициента усиления и коэффициента шума. Для этого в программе необходимо было указать необходимый коэффициент шума и коэффициент усиления. В качестве примера был произведен расчет для следующих значений: Ку – 15 и 12 дБ, Кш – 18 и 25 К. Результат построения приведен на рис. 2.

Секция «Полупроводниковая электроника и наноэлектроника»



Рис. 2. Результат построения окружностей на диаграмме Вольперта – Смита: a – для модели с Ку = 15 дБ, Кш = 18 К;  $\overline{o}$  – для модели с Ку = 12 дБ, Кш = 25 К

Фиолетовым цветом обозначена окружность устойчивости, красным – окружность коэффициента усиления, зеленым – окружности коэффициента шума. Точки на окружности соответствуют одному и тому же значению параметра, т. е. если, например, взять значение нагрузки в любой точки окружности коэффициента усиления (рис. 2, *a*), то значение Ку будет равно 15 дБ.

Точка пересечения окружностей шума и усиления на диаграмме Вольперта – Смита [2] – нормированная нагрузка, которую необходимо подключить к генератору для получения необходимого шума и усиления. Для дальнейшего расчета необходимо перевести значение этой нагрузки в ненормированное значение (комплексное сопротивление генератора), умножив значение этой нагрузки на 50. После этого вносим это значение во входной порт транзистора. Это будет восприниматься как согласование по входу (на нужный коэффициент шума и коэффициент усиления). После этого рассчитывается выходное сопротивление транзистора и вносится в порт 2 с противоположным знаком для реактивной части (для ее компенсации). Результаты расчетов представлены на рис. 3.





Для проверки полученных результатов были построены значения шумовой температуры и коэффициента усиления для полученной модели. Результаты представлены на рис. 4 и 5.

На рис. 4 видно, что при данном методе расчета полученные значения шумовой температуры совпадают с заданными с точностью 98,83 %.

### Современные проблемы радиоэлектроники. 2016



Рис. 4. Рассчитанные значения шумовой температуры: 1 – для модели *a*; 2 – для модели *б* (см. рис. 3)



Рис. 5. Рассчитанные значения коэффициента усиления: 1 – для модели *a*; 2 – для модели *б* (см. рис. 3)

На рис. 5 видно, что при данном методе расчета полученные значения коэффициента совпадают с заданными с точностью 100 %.

Так же были рассчитаны значения КСВНвх и КСВНвых.

На рис. 6 видно, что при данном методе расчета значения КСВНвх составляют 10,3 и 6,8, что недопустимо при проектировании малошумящих усилителей.



Рис. 6. КСВНвх: 1 – для модели а; 2 – для модели б (см. рис. 3)



Рис. 7. КСВНвых для двух моделей транзистора

На рис. 7 видно, что КСВНвых равен 1, что говорит о полном согласовании выхода транзистора.

В дальнейшем ставится задача рассчета согласующих цепей и поиск способа получения хорошего КСВНвх (не более 1,5).

#### Список литературы

1. Разевиг В.Д., Потапов Ю.В., Курушин А.А. Проектирование СВЧ устройств с помощью Microwave Office / под ред. В. Д. Разевига. М.: СОЛОН-Пресс, 2003. 496 с.

2. Курочкин А.Е. Диаграмма Вольперта – Смита. Расчет и анализ характеристик усилителей радиосигналов: метод. пособие. по дисц. «Радиоприемные устройства» для студ. спец. «Радиотехника», «Радиоэлектронные системы», «Радиоинформатика», «Радиоэлектронная защита информации» дневной формы обучения. Минск: БГУИР, 2009. 39 с.

# МОДЕЛИРОВАНИЕ В РАДИОЧАСТОТНОМ ДИАПАЗОНЕ ПОТЕРЬ В ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПЛЕНКАХ

В. Е. Буковец, Ф. Ф. Меркушев, В. А. Юзова (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: Redbul1@mail.ru

Сообщается о создании программы для моделирования частотной зависимости емкости конденсаторов с диэлектрической пленкой Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> и тангенса диэлектрических потерь, работающих в радиочастотном диапазоне (от 10 до 800000 Гц). Программа внедрена в электронный курс в качестве виртуальной лабораторной работы.

Диэлектрическими потерями называют электрическую мощность, затрачиваемую на нагрев диэлектрика, находящегося в электрическом поле. В инженерной практике чаще всего для характеристики способности диэлектрика рассеивать энергию в электрическом поле используют угол диэлектрических потерь, а также тангенс этого угла. Углом диэлектрических потерь  $\delta$  называют угол, дополняющий до 90° угол сдвига фаз  $\phi$  между током и напряжением в емкостной цепи. В общем случае емкостная цепь представлена на рис. 1.



Рис. 1. Схема замещения емкости с потерями в цепи переменного тока: R<sub>1</sub> и R<sub>2</sub> –элементы, характеризующие потери в обкладках и в диэлектрике конденсатора емкостью С соответственно

Характер частотной зависимости угла потерь конденсатора с емкостью С определяется как характером частотной зависимости составляющей тангенса угла потерь конденсатора (tgδ), обусловленной потерями в диэлектрике, так и зависимостью от частоты составляющей, обусловленной потерями в металлических (проводящих) частях, т. е. обкладках. В этом случае можно записать

$$tg(\delta) = \frac{1}{\omega R_1 C} + \omega R_2 C \,. \tag{1}$$

Целью настоящей статьи является сообщение о создании программы для моделирования частотной зависимости емкости конденсатора с диэлектрической пленкой и тангенса диэлектрических потерь.

Для моделирования использовалась конденсаторная структура Ta – Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> – металл, работающая в радиочастотном диапазоне (от 10 до 800000 Гц).

Для измерения параметров конденсаторов применяют мосты переменного тока (рис. 2). Исследуемый конденсатор в зависимости от исследуемого диапазона потерь подключается по параллельной или последовательной схеме в первое плечо моста. Далее мост уравновешивается путем изменения значений остальных элементов, для чего применяются элементы с переменными параметрами.

Исследования базируются на моделировании программными средствами работы данных схем. Схемы уравновешиваются определенными параметрами заранее, а во

время работы программы на их основании выводятся значения тангенса угла диэлектрических потерь и емкости в зависимости от заданной пользователем частоты.

Программа для исследования диэлектрических потерь разрабатывалась для операционных систем, которыми в настоящее время широко пользуются студенты, работающие с информационной обучающей системой (ИОС) СФУ <u>http://e.sfu-kras.ru</u> [1]. Это такие операционные системы, как Windows, Linux, Android, и другие, в которых осуществляется поддержка Java.



Рис. 2. Мостовые схемы для измерения параметров конденсаторов

Данная программа была реализована в среде разработки Eclipse. Программа включает как теоретическую часть, так и экспериментальную, которые переключаются кнопками «Теория» и «Эксперимент». В теоретическую часть заносятся краткие сведения о порядке выполнения работы, требования к оборудованию и оформлению отчета (рис. 3). После нажатия кнопки «Приступить к выполнению» программа переводит работу в экспериментальную часть.

После ввода значения частоты f на экране отображаются значения тангенса угла диэлектрических потерь tgб и емкости конденсатора C (рис. 4). Массив чисел емкости C формируется генератором случайных чисел из диапазона, характерного для емкости конденсатора выбранных геометрических размеров в пределах отклонения среднего значения емкости.

Согласно выражению (1) составляющая  $\frac{1}{\omega R_1 C}$  снижается с ростом частоты, а со-

ставляющая  $\omega R_2 C$  – возрастает, и при определенном значении частоты f' их сумма (tg( $\delta$ )) проходит через минимум. Таким образом, на частотах ниже f' влияние правой части выражения минимально, а на частотах выше f' – минимально влияние левой части выражения.

Количество измерений не ограничено, а все полученные результаты можно в любой момент сохранить в текстовом файле путем нажатия на кнопку «Сохранить значения в файл», расположенную в левом верхнем углу экрана.

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ				
Процесс измерения состоит в том, что, варьируя величникы резисторов и конценсаторов моста, настраивают мост в резонанс. При этом сигнал, поступающий с циагонали моста на нуль-инцикатор, принимает минимальное значение. Для увеличения чувствительности нуль-	+	-		
нацикатора перед ним вълючают в скему селективным ускиптель, настроенным на пропускание сигнала на частоте генератора. В качестве нуль-инцикатора обычно используют осциялограф. Зная значения переменных элементов моста, настроенного в резонанс, и схему замещения.				
запоженную в схему моста, можно рассчитать элементы схемы замещения конценсатора – R и C. Подставляя вычисленные значения в формулу (3.1), (3.2) юли (3.3), получают исследуемого конценсатора при данных частоте и амплитуде напряжения генератора.				
Порядок выполнения работы				
<ol> <li>Приступить к выполнению лабораторной работы путем нажатия кнопки "Эксперимент", расположенной в главном меню программы.</li> </ol>				
2. Провести эксперимент с помощью математической модели, которая вылючает исследуемый диалектрический материал, конденсаторную структуру, содержащую исследуемый диалектрик, и измерительный прибор для измерения емкости и тактенса угла диалектрических потерь конденсаторов резонансным методом. После задания частоты сигнала генератора на дисплее появляются значения измеренных велисии. Рекомендуется частоту генератора по 100-200 Гц изменять через проиежутых в 10 Гц. Далее можно выполнить 10 измерений через неодинаковые интервалы частот (интервалы частот могут отличаться на порядкя).				
3.Постронть график частотных характеристик.				
4.Вычислить значения элементов конденсаторной структуры.				
Выход в меню Приступить к выполнению				

Рис. 3. Снимок с экрана окна программы, содержащего теоретическую часть для выполнения лабораторной работы



Рис. 4. Снимок экрана с экспериментальной частью программы

Дальнейшая обработка полученных данных осуществляется в специализированных программах, формирование таблицы данных для которых не требует приложения особых усилий ввиду упорядоченности сохраненных данных.

Из таблицы частотной зависимости tgб от частоты f находится значение частоты, при которой потери минимальные. Эта частота разделяет весь частотный диапазон на область низких и область высоких частот, для которых схему, изображенную на рис. 1

можно представить в виде двух схем, соответственно, параллельной C-R<sub>1</sub> и последовательной C-R<sub>2</sub> цепочками. Потери в этом случае характеризуются, соответственно, формулами:

$$tg(\delta') = \frac{1}{\omega R_1 C}.$$
 (2)

$$tg(\delta'') = \omega R_2 C . \tag{3}$$

Построив в первом случае зависимость tgб' от обратной величины  $\omega$  ( $\omega = 2\pi f$ ) и во втором случае – зависимость tgб<sup>"</sup> от  $\omega$ , получим прямые линии с углами наклона, равными б' и б<sup>"</sup> соответственно. Зная тангенсы этих углов и емкость конденсаторов как среднее значение из массива емкостей, можно определить R<sub>1</sub> и R<sub>2</sub>.

Резистор  $R_1$  в комбинированной схеме замещения (рис. 1) отражает слабые места в оксидной пленке, сквозь которые течет слабый электрический ток, так называемый ток утечки. Резистор  $R_2$  является электрическим аналогом высокого сопротивления пленки тантала, на которой сформирован слой диэлектрика. Для адекватного отражения физических процессов в диэлектриках необходимо, чтобы соблюдалось условие  $R_1 >> R_2$ . Это условие следует использовать в качестве проверки адекватности работы программы.

Продифференцировав зависимость (1), получим

$$\omega' = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C^2}} \,. \tag{4}$$

Это выражение характеризует частоту, при которой наблюдалось минимальное значение потерь и которая разделяет частотный диапазон на диапазоны низких и высоких частот. Формула (4) также может служить проверкой адекватности работы программы.

Таким образом, разработанная программа позволяет получить данные о потерях в конденсаторной структуре в радиочастотном диапазоне, избегая затрат времени на настройку оборудования, запись данных вручную и их первичную обработку. В дальнейшем предполагается включить разработанную программу в электронный курс «Радиоматериалы и радиокомпоненты» в качестве виртуальной лабораторной работы, оформленной по требованиям [1]. Электронный курс размещается в информационнообразовательной системе СФУ http://e.sfu-kras.ru по URL-адресу https://e.sfukras.ru/course/view.php?id=2770.

#### Список литературы

1. Положение СФУ об электронных образовательных ресурсах. ПВД УУ-2013.

2. Сорокин В.С., Антипов Б.Л., Лазарева Н.П. Материалы и элементы электронной техники. Проводники, полупроводники, диэлектрики. СПб.: Лань, 2015. 448 с.

# МЕТОДИКА И АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ КОМПОНЕНТ ТЕПЛОВОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ МОЩНЫХ СВЕТОДИОДНЫХ МАТРИЦ

#### А. А. Гавриков, А. М. Шорин, В. И. Смирнов (научный руководитель)

Ульяновский филиал Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН 432017, г. Ульяновск, ул. Гончарова 48/2 E-mail: a.gavrikoff@gmail.com

Эффективность оптического излучения и скорость деградации светодиодов в значительной степени зависят от температуры кристалла светодиода, которая определяется полным тепловым сопротивлением светодиода и электрической мощностью, рассеиваемой светодиодом в эксплуатационном режиме. Полное тепловое сопротивление определяется тепловыми сопротивлениями слоев конструкции светодиода, включая монтажные теплоотводящие пластины. При этом качество соединения отдельных слоев конструкции между собой сильно влияет на однородность теплового потока. Соответственно, крайне важной является задача определения теплового сопротивления как компонента конструкции, так и контактных соединений между её слоями.

Особый интерес с точки зрения контроля теплофизических параметров, определяющих тепловой поток от активной области кристалла к корпусу прибора, представляют мощные светодиодные матрицы [1]. В качестве источников освещения светодиодные матрицы, изготавливаемые по технологии «Chip-on-Board», стали использоваться относительно недавно – в 2009 году. Причиной этому были проблемы с передачей тепла от отдельных кристаллов к подложке, поскольку клеевые соединения не обеспечивали достаточно высокой теплопроводности. Существующие в настоящее время специальные клеи позволяют изготавливать светодиодные матрицы мощностью до 500 Вт, что соответствует световому потоку около 60000 лм. Несмотря на высокий КПД светодиодов, не менее 60 % подводимой к светодиодной матрице мощности уходит на ее нагрев. Для того, чтобы такая большая рассеиваемая мощность не приводила к перегреву кристаллов, необходимо при изготовлении светодиодных матриц с высокой точностью контролировать компоненты теплового сопротивления.

На рис. 1 схематично представлена конструкция светодиодной матрицы с односторонним отводом тепла от гетеропереходов кристаллов к монтажной алюминиевой пластине и далее в окружающую среду. Несмотря на важность измерения теплового сопротивления «переход – корпус», большинство производителей мощных светодиодных матриц не указывают в технической документации данный параметр. Например, известный производитель светодиодов Сгее, Inc. в технической документации на светодиодные матрицы серии СХА [2] вместо теплового сопротивления «переход – корпус» R<sub>j-с</sub> приводит зависимость максимально допустимого рабочего тока от температуры корпуса. Для проектировщиков светотехнических систем данной информации недостаточно для детального расчета тепловых режимов светодиодных матриц при их изготовлении и эксплуатации.



Рис. 1. Конструкция светодиодной матрицы и ее тепловая модель

## Метод измерения

Измерение компонент теплового сопротивления светодиодов возможно двумя методами. Метод по стандарту JESD51-1 состоит в саморазогреве диода постоянным электрическим током заданной величины и в измерении температуры *p-n*-перехода диода в короткие паузы в процессе нагрева до достижения стационарного теплового режима [3]. Температура перехода определяется косвенным способом по измерению температурочувствительного параметра (ТЧП), в качестве которого используется прямое падение напряжения на диоде при малом измерительном токе. Анализ кривой нагрева (зависимость температуры перехода от времени) позволяет определить вклад отдельных элементов структуры и конструкции диода в общее тепловое сопротивление. Метод, в частности, реализован в измерительном комплексе T3Ster производства Mentor Graphics, Inc [4]. Недостатком метода являются значительные погрешности измерения малых изменений ТЧП на фоне больших квазистационарных значений и погрешности, обусловленные переходными процессами при переключении контролируемого изделия из режима нагрева в режим измерения [5]. Определенную сложность при проведении измерений вызывает необходимость поддержания температуры радиатора на постоянном уровне из-за большой тепловой мощности, передаваемой от образца к радиатору

Альтернативным является метод, в котором используется нагрев контролируемого прибора мощностью, модулированной по гармоническому закону [6], и измерение амплитуды переменной составляющей температуры на частоте модуляции. Применительно к полупроводниковым диодам (в том числе и светодиодам) возможны различные варианты реализации метода: с использованием амплитудно-импульсной [7], частотно-импульсной [8] и широтно-импульсной модуляции [9] греющего тока. Наиболее просто реализуемым является способ с использованием широтно-импульсной модуляции греющего тока, при котором погрешности, обусловленные переходными электрическими процессами, существенно уменьшаются, поскольку паразитные выбросы напряжения становятся в этом случае времяимпульсно-модулированными и не дают вклад в спектре полезного сигнала на частоте модуляции.

# Объекты измерения

Объектами измерений являлись 100-ваттные светодиодные матрицы производства ОАО «Светлана ЛЕД», внешний вид которых показан на рис. 2. Чипы установлены непосредственного на алюминиевое основание, толщина которого 1 мм. Электрически чипы соединены последовательно по 10 шт., всего 10 таких цепочек. Светодиоды в матрице монтируются на алюминиевую плату посредством тонкого слоя адгезива.



Рис. 2. Внешний вид 100-ваттной светодиодной матрицы

Исследовались два типа матриц, отличающиеся теплопроводностью и толщиной адгезионного слоя:

– тип «Н» с коэффициентом теплопроводности адгезива 3,25 Вт/(м·К) и толщиной слоя 10...15 мкм;

– тип «О» с коэффициентом теплопроводности адгезива 0,2 Вт/(м·К) и толщиной слоя 3...5 мкм.

Измерения проводились при амплитуде импульсов греющего тока 2,5 А, частота модуляции греющей мощности варьировалась в диапазоне от 0,005 до 1250 Гц, суммарный температурный коэффициент прямого напряжения на матрице принимался равным 18 мВ/К. В качестве примера на рис. 3 представлены результаты измерения теплового импеданса 100-ваттной светодиодной матрицы в режиме однократного измерения.

Измерения проводились на экспериментальном образце измерителя теплового импеданса светодиодов [10, 11].



Рис. 3. Интерфейс программы в режиме однократного измерения

В верхнее графическое окно (рис. 3) выводится временная зависимость длительности греющих импульсов, пропорциональная греющей мощности; в нижнее окно – временная зависимость температуры *p-n*-перехода объекта измерения, определяемая на основе измерения в паузах между греющими импульсами температурочувствительного параметра, в качестве которого используется прямое напряжение на объекте при малом токе. В текстовые окна выводятся устанавливаемые параметры измерений, результаты измерений теплового импеданса, а также информация, позволяющая контролировать ход процесса измерения. Данный режим предназначен для измерения теплового импеданса одного или нескольких однотипных образцов при фиксированной частоте модуляции и амплитуде импульсов греющего тока.

Для определения компонент теплового импеданса между активным слоем светодиода и адгезивом (компонента «переход – адгезив»), а также между адгезивом и алюминиевой платой (компонента «адгезив – плата») проводились измерения частотных зависимостей модуля теплового импеданса  $Z_{\rm T}(f)$  и фазы  $\varphi(f)$ . Результаты измерений двух типов образцов светодиодных матриц, полученные в режиме сканирования частоты модуляции греющей мощности, представлены на рис. 4 и 5. Измерения проводились в диапазоне частот модуляции греющей мощности от 0,005 до 1250 Гц. В верхнем графическом окне показана частотная зависимость модуля импеданса  $Z_{T}(f)$ , в нижнем – фазы импеданса  $\varphi(f)$ . Обе компоненты теплового импеданса проявляются в виде пологих участков на зависимости  $Z_{T}(f)$ , а также минимумов или точек перегиба на зависимости  $\varphi(f)$ .



Рис. 4. Результаты измерения частотной зависимости модуля и фазы теплового импеданса (*a* – матрица типа «Н»; *б* – матрица типа «О»)

Для более точного выделения компонент теплового импеданса разработана методика обработки экспериментальной зависимости  $Z_T(f)$ , которая включает в себя процедуру сглаживания зависимости  $Z_T(f)$  методом «скользящего среднего», вычисления производной  $dZ_T/df$  и построения зависимости  $(dZ_T/df)^{-1}$  от  $Z_T$ . В качестве примера на рис. 6 в нижнем графическом окне показан результат такой обработки. Компоненты теплового импеданса определяются по положению максимумов относительно оси абсцисс.



Рис. 6. Результаты обработки частотной зависимости модуля теплового импеданса

На рис. 7 представлены результаты измерений компонент теплового импеданса светодиодных матриц с различным типом адгезива. Для матрицы с адгезивом типа «Н» значения компоненты теплового импеданса «переход – адгезив» равно Z<sub>T1</sub> = 0,0024 K/BT; значение компоненты теплового импеданса «переход – плата» – Z<sub>T2</sub> = 0,020 K/BT. Для

матрицы с адгезивом типа «О» соответствующие значения компонент теплового импеданса равны  $Z_{T1} = 0,0024$  K/BT и  $Z_{T2} = 0,07$  K/BT. Разность между  $Z_{T2}$  и  $Z_{T1}$  определяет модуль теплового импеданса слоя адгезива.



Рис. 7. Результаты измерений компонент теплового импеданса светодиодных матриц: *a* – с адгезивом типа «Н»: *б* – с адгезивом типа «О»

## Заключение

Испытания экспериментального образца измерителя теплового импеданса показали, что его основные технические характеристики позволяют измерять компоненты теплового сопротивления различных образцов – от маломощных светодиодов до мощных светодиодных матриц и модулей с напряжением до 50 В и греющим током до 5 А. При необходимости выходное напряжение может быть увеличено до 70 В.

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки РФ (соглашение о субсидии №14.607.21.0010 от 05.06.2014, уникальный идентификатор: RFMEFI60714X0010).

#### Список литературы

1. Bor-Jang Tsai, Sheam-Chyun Lin and Wei-Kuo Han. Thermal Analysis of a high power LED multichip Package Module for Electronic Appliances. URL: http://www.wseas.us/elibrary/conferences/2011/Corfu/CUTAFLUP/CUTAFLUP-30.pdf

2. Cree® XLamp® CXA3050 LED. URL: http://www.led22.ru/pdf/CXA3050.pdf

3. IC Thermal Measurement Method – Electrical Test Method (Single Semiconductor Device) EIA/JEDEC JESD51-1 standard. URL: http://www.jedec.org/standards-documents/results/JESD51-1

4. T3Ster – Thermal Transient Tester. URL:http://www.mentor.com/micred.

5. Смирнов В.И., Сергеев В.А., Гавриков А.А. Спектральный и временной методы измерения теплового сопротивления полупроводниковых приборов // Промышленные АСУ и контроллеры. 2014. № 10. С. 58-63.

6. Сергеев В. А. Методы и средства измерения тепловых параметров полупроводниковых приборов и интегральных схем // Электронная промышленность. 2004. № 1. С. 45–48.

7. Патент 2003128 РФ МПК G01 R 31/26. Способ определения теплового сопротивления переходкорпус полупроводниковых диодов / В.А. Сергеев, В.В. Юдин. Выдан 11.02.1992. Опубл. 15.11.1993. Бюл. 41-42.

8. Патент 2178893 РФ, МПК G01 R 31/26. Способ определения теплового сопротивления переход-корпус полупроводниковых диодов / В.А. Сергеев. Выдан 13.03.2001. Опубл. 27.01.2002. Бюл. № 3.

9. Патент 2402783 РФ, МПК G01 R 31/26. Способ измерения теплового импеданса полупроводниковых диодов / В.А. Сергеев, В.И. Смирнов, В.В. Юдин, А.А. Гавриков. Выдан 04.08.09. Опубл. 27.10.10. Бюл. № 30.

10. Аппаратно-программный комплекс для измерений тепловых характеристик полупроводниковых приборов / В.И. Смирнов, В.А. Сергеев, А.А. Гавриков, Д.И. Корунов // Приборы и техника эксперимента. 2013. № 1. С. 135–136.

11. Измерение теплового сопротивления светодиодов, транзисторов и других полупроводниковых приборов. URL: mipust.ru

# ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТОЛЩИНЫ ПРОМЕЖУТОЧНОГО СЛОЯ ПЛЕНКА – ПОДЛОЖКА МЕТОДОМ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭЛЛИПСОМЕТРИИ

### Е. И. Зайцева, Е. О. Ипатова, С. В. Смирнов

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) E-mail: zaitcevalena@sibmail.com, katerina.ipatova18@gmail.com

Приводятся результаты исследования пленки оксида кремния на кремниевой подложке и результаты измерения переходного слоя пленка – подложка методом спектральной эллипсометрии.

Проблема точного определения оптических констант подложки и пленки является важной практической задачей экспериментальной эллипсометрии. Как показывает практика, оптические свойства материала зависят не только от пленки, но и от переходного слоя структуры пленка – подложка, который представляет собой пленку естественного окисла, адсорбированные пленки воды и масел [1].

Для исследования использовался спектральный эллипсометрический комплекс «Эллипс 1891 САГ», работающий в диапазоне длин волн 350–1000 нм и предназначенный для проведения прецизионных измерений толщины однослойных и многослойных тонкопленочных структур, а также исследования спектральных оптических постоянных (показателя преломления и коэффициента поглощения), структурных свойств материалов (пористость, концентрации и распределения примесей в пленке).

Для измерения толщины пленки и толщины промежуточного слоя была использована структура, состоящая из оксида кремния на кремниевой подложке, полученная ВЧ магнетронным распылением. Измерения проводились на длине волны 632,8 нм при углах падения луча от 45 до 70 град.

В табл. 1 представлены результаты измерений толщины пленки  $d_{nn}$ , толщины промежуточного слоя пленка – подложка  $d_{n-n}$ , а также показателя преломления пленки n при углах падения луча от 45 до 70 град.

Таблица 1

α, °	d <sub>пл,</sub> нм	d <sub>п-п</sub> , нм	n
45	96,3	11,8	1,495
50	97,0	10,9	1,489
55	97,02	8,3	1,489
60	96,9	7,5	1,484
65	97,04	6,5	1,485
70	98,5	5,3	1,477

Результаты измерений

По результатам измерений были построены зависимости толщины промежуточного слоя и толщины пленки от угла падения луча, которые представлены на рис. 1 и 2 соответственно.

В результате данной работы установлено, что толщина пленки является функцией угла падения луча. На рис. 2 видно, что при увеличении угла толщина пленки возрастает, что связано с неровностью поверхности пленки, ее шероховатостью [2].

Толщина переходного слоя с увеличением угла падения луча изменяется. Мы предположили, что целесообразно взять усредненное значение толщины окисла, которое составило  $d_{n-n} = 8,383$  нм.



Рис. 1. График зависимости толщины промежуточного слоя пленка – подложка от угла падения луча



Рис. 2. График зависимости толщины пленки от угла падения луча

Граница раздела между кремнием и окислом представляет интерес с точки зрения не только технической важности, но и структурной и химической простоты.

Наличие окисла на подложке нежелательно, но он является естественным состоянием практически любой структуры. Для того, чтобы уменьшить его толщину, необходимо улучшить качество обработки материала перед напылением пленки, так как переходной слой оказывает влияние на физические свойства структуры и на определение параметров эллипсометрических измерений.

Таким образом, установлено незначительное влияние переходного слоя на точность определения толщины пленки и ее показателя преломления.

#### Список литературы

1. Резвый Р.Р. Эллипсометрия в микроэлектронике. М.: Радио и связь, 1983. 120 с., ил.

2. Зайцева Е.И., Ипатова Е.О. Исследование тонких пленок Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> методом спектральной эллипсометрии // XI Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». Томск: Издво ТУСУР, 2015. С. 160–162.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ТОНКИХ ПЛЕНОК Та<sub>2</sub>O<sub>5</sub> МЕТОДОМ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭЛЛИПСОМЕТРИИ

Е. И. Зайцева, Е. О. Ипатова, С. В. Смирнов

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) e-mail: zaitcevalena@sibmail.com, katerina.ipatova18@gmail.com

Приводятся результаты исследования эллипометрических параметров тонких наноразмерных пленок Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>, установлена связь этих параметров с углом падения луча и шероховатостью поверхности. Ключевые слова: эллипсометрия, оптические параметры, шероховатость

В последнее время наноразмерные пленки Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> широко используются в микро- и наноэлектронике благодаря своим электрофизическим свойствам.

В работе был исследованы пленки Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> толщиной 100–200 нм на подложке монокристаллического кремния, полученные ВЧ магнетронным распылением мишени металлического тантала в атмосфере кислорода [4].

В работе проводились измерения пленок методом спектральной эллипсометрии.

Параметры  $\psi$  и  $\Delta$  являются основными оптическими параметрами в эллипсометрии. Они являются чувствительными к оптическим свойствам пленки, что позволяет определить ее структуру, состав и качество[2].

Для исследования использовался спектральный эллипсометрический комплекс «Эллипс 1891 САГ», работающий в диапазоне длин волн 350–1000 нм и предназначенный для проведения прецизионных измерений толщины однослойных и многослойных тонкопленочных структур, а также исследования спектральных оптических постоянных (показателя преломления и коэффициента поглощения), структурных свойств материалов (пористость; наличие, концентрация и распределение примесей в пленке) [3].

Измерения  $\psi$  и  $\Delta$  проводились на разных длинах волн: 400, 600 и 1000 нм и при углах падения луча от 45 до 70 град.

На рис. 1 представлена зависимость параметра ψ от угла падения луча α.



Рис. 1. Зависимость у от угла падения а

Как видно из рис. 1, при увеличении угла падения луча параметр  $\psi$  убывает и стремится к минимальному значению.

На рис. 2 представлена зависимость параметра  $\Delta$  от угла падения  $\alpha$ .



Рис. 2. Зависимость  $\Delta$  от угла падения  $\alpha$ 

На рис. 2 видно, что при увеличении угла падения параметр ∆ уменьшается. Вероятнее всего, причиной данного явления является шероховатость поверхности пленки. Фотографии профиля поверхности с высоким разрешением показали наличие неровностей на поверхности пленки высотой 10–15 нм [1].

На рис. 3 представлена морфология пленки Та<sub>2</sub>О<sub>5</sub>.



Рис. 3. Морфология пленки Та<sub>2</sub>О<sub>5</sub>

Зная основные оптические параметры  $\Delta$  и  $\psi$ , можно вычислить показатель преломления n и толщину пленки d. На рис. 4 и 5 представлены зависимости показателя преломления и толщины пленки от угла падения луча соответственно.



Рис. 4. Зависимость показателя преломления от угла падения луча



Рис. 5. Зависимость толщины пленки от угла падения луча

В результате данной работы установлено, что измеряемые эллипсометрические параметры, а следовательно, и вычисляемые с помощью них показатель преломления и толщина пленки являются функциями угла падения света. Проводя угловые измерения, можно получить информацию о шероховатости пленки, на основании чего можно сделать вывод о состоянии поверхности пленки.

Анализируя данные, можно сделать вывод о влиянии шероховатости пленок на результаты измерений. В результате этого влияния пленка при измерении может быть приближенно приравнена к некой композиции из самого оксида и вещества окружающей среды. Показатель преломления в данном случае принято считать неким эффективным параметром данной системы, определяемым соотношением объемов, что обуславливает некоторое снижение измеренного показателя преломления.

#### Список литературы

- 1. Громов В.К. Введение в эллипсометрию. Л., 1986. 190 с.
- 2. Швец В.А, Спесивцев Е.В. Эллипсометрия. Новосибирск, 2013. 87 с.
- 3. Резвый Р.Р. Эллипсометрия в микроэлектронике. М.: Радио и связь, 1983. 120 с., ил.

4. Смирнов С.В., Чистоедова И.А., Литвинова В.А. Структуры и свойства тонких пленок тантала,

полученных магнетронным распылением // Доклады Томского гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники, ТУСУР. 2005. № 4. С. 80–83.

## ТЕРМОРЕГУЛИРУЮЩИЕ ПОКРЫТИЯ ДЛЯ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

А. С. Зинкевич, Т. Н. Патрушева (научный руководитель)

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

Развитие космической отрасли выдвигает требования защиты космических аппаратов от космических излучений. В работе рассмотрены некоторые виды защитных терморегулирующих покрытий и представлен метод изготовления покрытий на основе титаната бария, обеспечивающий нанесение на большие поверхности без использования вакуумных систем.

В области космического материаловедения необходимы покрытия с пассивной терморегуляцией класса «истинный поглотитель» («ИП») с антистатическими свойствами, низким газовыделением, с повышенной стойкостью к воздействию факторов космического пространства (ФКП) (протонное, электронное излучение, ультрафиолетовое излучение, термоперепады в вакууме), наносимых на наружную поверхность космических аппаратов для поддержания определенного теплового режима. Терморегулирующие покрытия (ТРП) в конструкциях космических аппаратов (КА) являются элементами внешних покрытий (ВП) и входят в систему пассивной терморегуляции. Назначение ВП КА – обеспечение расчетных величин внешних тепловых нагрузок от излучения Солнца и планет и сброс тепла в космическое пространство.

Для обеспечения теплового режима космического аппарата (КА) и элементов его конструкции применяются терморегулирующие покрытия класса «истинные поглотители». В последнее время особенно актуален вопрос о снижении уровня газовыделения покрытий, используемых в оптических трактах КА и систем наблюдения (сканеры земной поверхности и другие). Газовыделение должно удовлетворять требованиям ГОСТ Р50109 (потеря массы  $\leq 1$  %, содержание легколетучих конденсирующихся веществ (ЛКВ)  $\leq 0,1$  %) при вакуумно-тепловом воздействии в течение 24 ч. С точки зрения оптических свойств к терморегулирующим покрытиям (ТРП) класса «истинные поглотители» предъявляются следующие требования: коэффициент поглощения солнечного излучения  $A_s \geq 0,95$ , коэффициент теплового излучения  $E_n = 0,92-0,95$ , удельное объемное электрическое сопротивление  $\rho_v \leq 1 \cdot 10^5$  Ом·м [1].

Определяющими характеристиками ТРП являются коэффициент поглощения солнечного излучения  $\alpha_s$  (для ТРП «ИП»  $\alpha_s \rightarrow 1$ ) и коэффициент теплового излучения (степень черноты)  $\epsilon$  для ТРП «ИП»  $\epsilon \rightarrow 1$ .

К терморегулирующим материалам и покрытиям предъявляются повышенные требования радиационной стойкости в части сохранения термооптических характеристик в период всего срока эксплуатации и по величине газовыделения в связи с большой площадью, занимаемой этими материалами на поверхности КА.

Для исключения отказов радиоэлектронного оборудования на космических аппаратах используется стойкая к воздействию радиации элементная база и защитное экранирование, обеспечивающие при минимальных габаритно-массовых характеристиках максимальный срок активного существования и надежность. Поэтому проблема защиты элементной базы от радиации сводится к выбору наиболее эффективного защитного экрана.

В качестве защитного экрана можно использовать терморегулирующие покрытия, обеспечивающие:

– поддержание заданного теплового баланса систем КА в заданном диапазоне температур в процессе натурной эксплуатации;

 дополнительную защиту элементной базы, отдельных узлов и блоков радиоэлектронной аппаратуры от повреждающего воздействия ионизирующего излучения космического пространства.

Разработан пигмент для светоотражающих покрытий содержащий титанат бария, в котором катион титана частично замещен ионом олова [2]. Излучательная способность такого пигмента в зависимости от температуры изменяется скачкообразно от 0,42 до 0,77 при изменении рабочей температуры от -67 до +98°C. Изобретение позволяет осуществлять термостабилизацию космических аппаратов и других объектов техники. Такие покрытия могут быть использованы для терморегулирования космических аппаратов, для термостабилизации технологических процессов, происходящих в химических реакторах, в технологических емкостях пищевой, легкой и других отраслей промышленности, а также для теплосбережения жилых и производственных зданий. Наиболее примечательной областью применения таких покрытий являются космические аппараты. В них из трех видов передачи тепла (теплопроводность, конвекция и излучение) возможен только один – излучение, так как аппараты не имеют контакта ни через твердое тело (отсутствует контакт с объектами), ни через газ (аппарат находится в глубоком вакууме).

Все известные к настоящему времени светоотражающие покрытия типа эмалей или керамических покрытий, используемые в космической технике, состоят на 70–85 % из пигмента и на 15–30 % из связующего. В качестве пигментов используются порошки таких соединений, как оксид цинка, диоксид титана, диоксид циркония, оксид алюминия, ортатитанат цинка и их смеси. Излучательная способность (є) таких пигментов и покрытий, изготовленных на их основе, в зависимости от температуры или постоянна, или незначительно изменяется по линейному закону, т. е. с ростом температуры она увеличивается [3].

Оксид титана может выступать в качестве пигмента самостоятельно, как смесь двух пигментов или как твердый раствор, синтезированный из двух пигментов. Он обладает хорошей отражательной способностью и широко используется в качестве пигмента как для отражающих покрытий космических аппаратов, так и при производстве эмалей и красок бытового назначения [4]. Излучательная способность є пигмента TiO<sub>2</sub> составляет 0,9 и увеличивается в зависимости от температуры в диапазоне 0–100 °C не более чем на 0,05 [5]. Однако покрытие на основе TiO<sub>2</sub>, как и любое отражающее покрытие, не может предотвратить переохлаждения объекта под действием соответствующих внешних условий, а также и не полностью предотвращает перегревание объекта, так как со временем уменьшается его отражательная способность, что приводит к росту температуры защищаемого объекта.

Таким образом, задача создания материала – пигмента для отражающих покрытий, который наряду с терморегулирующими свойствами обладал бы способностью к термостабилизации, остается по-прежнему актуальной. То есть необходимо создание пигмента для отражающих покрытий с фазовым переходом в зависимости излучательной способности от температуры.

Титанат бария  $BaTiO_3$  известен как материал с фазовым переходом электрической проводимости и диэлектрической проницаемости в зависимости от температуры. Этот материал используется в качестве сигнетоэлектрика. Как показали исследования, титанат бария и его соединения, в которых титан частично замещен оловом, обладают хорошими отражающими способностями и при этом имеют фазовый переход в зависимости излучательной способности от температуры [6].

Излучательная способность пигмента на основе титанта бария в области рабочей температуры испытывает резкий скачок за счет фазового перехода: она изменяется от

значений, характерных для металлов ( $\varepsilon = 0,1-0,4$ ), до значений, характерных для диэлектриков ( $\varepsilon = 0,7-0,95$ ). То есть при повышении температуры покрытия из-за какихто внешних факторов резко увеличивается его излучательная способность, что приводит к увеличению излучаемой тепловой энергии и снижению температуры. Понижение температуры покрытия ниже рабочей также вызывает скачкообразное снижение излучательной способности покрытия. Это приводит к уменьшению излучаемой энергии, к повышению температуры до прежнего уровня, т. е. к ее стабилизации. В результате покрытие обеспечивает стабилизацию температуры объекта, на поверхности которого оно находится, в рабочей области.

Большая востребованность сегнетоэлектрических тонкопленочных материалов сталкивается с проблемой их синтеза, который требует использования высокочистых исходных веществ и наукоёмкого высокотемпературного синтеза.

В нашей работе пленки сегнетоэлектриков получены экстракционнопиролитическим методом [7], в котором органические прекурсоры формируются в процессе экстракции металлов из водных растворов их неорганических солей, при этом примесные катионы остаются в водной фазе. Полученные экстракты исследуются для уточнения концентрации металлов в них металлами атомной адсорбции и массспектрометрии, и далее экстракты смешиваются в соотношении Ba:Ti = 1:1/ Полученный рабочий раствор используется для нанесения пленок на подложки методом накатывания с последующим пиролизом в вертикальной печи при температуре 500 °C для удаления органической составляющей. Для формирования фазы сложного оксида проводился высокотемпературный отжиг при температурах 500-700 °C. При этом следует учесть, что твердофазный синтез титанатов бария и стронция из простых оксидов происходит при температурах 1300 °C. Разрабатываемый метод обеспечивает и снижение температуры синтеза и чистоту получаемых сложных оксидов.



Рис. 1. РФА тонких пленок, полученных из растворов экстрактов Ва и Ті

Как показали результаты рентгенофазового анализа, в процессе отжига пленки в течение 10 мин при 500 и 600 °С происходит образование около 40–50 % фазы сегне-

тоэлектрика BaTiO<sub>3</sub> (31,5 2 $\Theta$ ) наряду с непрореагировавшими оксидами TiO<sub>2</sub> и BaO (24; 34; 34,5 2 $\Theta$ ). Отжиг при температуре 650 °C в течение 10 мин приводит к более полному формированию фазы BaTiO<sub>3</sub>, тогда как при 700 °C получается чистая фаза сегнетоэлектрика. Увеличение времени отжига до 1 ч позволит снизить температуру синтеза фазы титаната бария до 650 °C.

По полуширине рентгеновского пика с использованием уравнения Шеррера  $\Delta 2\Theta = m\lambda/D_{hkl}$  Cos $\Theta$  (m=1,  $\lambda$ =1,5418 нм) определен размер зерен в полученной пленке BaTiO<sub>3</sub>, который составил 20 нм.

Анализ микроструктуры на сканирующем электронном микроскопе также свидетельствует о наличии в пленке BaTiO<sub>3</sub> однородных зерен круглой формы с размером коло 20 нм (рис. 2).



Рис. 2. Микроструктура пленки ВаТіО<sub>3</sub>

В результате проведенных исследований установлено, что сегнетоэлектрические пленки можно получить из растворов экстрактов титана и бария, нанесенных на подложки кварцевого стекла или металлов после отжига при температурах 650–700 °C в течение 10 мин.

#### Список литературы

1. Тепловой обмен и тепловой режим космических аппаратов / под ред. Дж. Лукаса; пер. с англ. под ред. Н.А. Анфимова. М.: Мир, 1974. 524 с.

2. Исследование терморегулирующих покрытий на орбитальной космической станции «Салют-6» / А.А. Городецкий, С.А. Демидов, А.С. Иванченков и др. // Модель космоса. М.: МГУ, 1983. Т. 2. С. 394–416.

3. Новицкий Л.А., Степанов Б.М. Оптические свойства материалов при низких температурах: справочник. М.: Машиностроение, 1980. 224 с.

4. Соколовский А.Н. Исследование оптических свойств фото- и радиационной стойкости модифицированных пигментов диоксида титана: автореф. дисс. ... канд. физ.-мат. наук. Томск: ТУСУР, 2006. 18 с.

5. Михайлов М.М. Спектры отражения терморегулирующих покрытий космических аппаратов. Томск: Изд-во Томского ун-та. 2007. 314 с.

6. Сабури О. Полупроводники на основе титаната бария. М.: Энергоиздат, 1982. 301 с.

7. Холькин А.И., Патрушева Т.Н. Экстракционно-пиролитический метод получения оксидных функциональных материалов. М.: КомКнига. 2006. 276 с.

# НАНОСТРУКТУРНЫЕ La<sub>0.8</sub>Sr<sub>0.2</sub>MnO<sub>3</sub> ЗАЩИТНЫЕ ПОКРЫТИЯ НА МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ПОДЛОЖКАХ

#### Л. Е. Карелина, В. А. Федяев, Т. Н. Патрушева

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

Рассмотрено новое защитное покрытие для металлических поверхностей на основе манганита лантана, которое обладает близким коэффициентом теплового расширения с нержавеющей сталью и стабильностью в окисляющем окружении. Покрытие манганита стронция-лантана получено экстракционнопиролитическим методом. Представлены результаты исследований фазового состава и морфологии покрытия.

Манганит (LSM) стронция лантана обычно используется как защитный облицовывающий материал для металлических соединительных проводов по причине его близкого коэффициента теплового расширения с нержавеющей сталью, и стабильностью в окисляющем окружении [1]. Однако из-за ионно-проводящей природы перовскита возможно окисление металлических соединительных подложек с образованием богатых хромом окалин [2]. К тому же прирост хрома может индуктировать пористость в интерфейсе покрытия, что может приводить к образованию трещин под существенным напряжением [3]. В работе [4] допированное медью нано-LSM-покрытие было применено чтобы улучшить как электрическую проводимость, так и сопротивление окислению соединительных проводов (электродов) топливных ячеек SOFC при высоких температурах. Допинг Си и использование LSM нанопорошков значительно улучшило уплотнение покрытия. Включение катиона переходного металла, как например Си, в структуру LSM позволяет контролировать агломерацию и тепловые, характеристики расширения и кроме того улучшает покровные свойства.

Допированное Cu-LSM покрытие было изготовлено мокрым методом пульверизации, объединенным с пропиткой раствором нитрата. Допированный Cu раствор был приготовлен из 0.1 M. Cu(NO<sub>3</sub>)<sub>2</sub>·3H<sub>2</sub>O в дистиллированной воде. Раствор нитрата был нанесен на LSM покрытие образца и снова отожжен при 800 °C, 4 h. Этот процесс был повторен четырежды. Пульверизация выполняли, используя аэрограф (DH 115, Sparmax, 115, диаметр насадки 0.3 mm) с воздушным компрессором (Sparmax #A1) под давлением 20 Psi. Расстояние между насадкой и основанием держалось в пределах 6–10 см. Покрытие было нанесено на обе стороны образцов четырежды как в горизонтальном, так и вертикальном направлениях. Затем образцы сушились всю ночь в комнатной температуре, с последующим выжиганием связующего при 430 °C за 10 ч. Покрытые образцы были нагреты в защитной среде Ar при 800 °C, 4 h для того, чтобы защитить металлическое основание от окисления перед тем, как далее уплотнить покрытие.

Увеличение значения удельного сопротивления может быть обусловлено непрерывным приростом объема окислов на поверхности металла. Нано-LSM-покрытие обладает превосходной адгезией и высокой плотностью покрытия после окисления в высокотемпературном режиме, тогда как обнаженные экспонаты существенно деградировали. Одновременно низкая ионная проводимость Cu-LSM структуры имеет благоприятное воздействие на подавление прироста окалины под покрытием.

В пленочном состоянии гранулированные или поликристаллические манганитные соединения были получены различными способами: катодным распылением [5, 6], магнетронным распылением [7], химическим осаждением из раствора [8], а также методом химического осаждения из газовой фазы получены пленки в аморфном состоянии [9].

Для создания наноструктурированных магнитных образцов целесообразно использование растворных технологий, которые обеспечивают структурообразование на молекулярном уровне, а также формирование тонких пленок нанометровой толщины. Обычно для приготовления наноструктурированных материалов используются исходные вещества высокой степени чистоты, что значительно влияет на стоимость продукта. Использование экстракционно-пиролитического метода изготовления пленок сложных оксидов предполагает очистку компонентов сложного оксида на стадии приготовления прекурсоров, при этом исходные материалы могут быть любой степени чистоты и гомогенности. Экстракционно-пиролитический метод обеспечивает точность стехиометрии сложного оксида и отсутствие примесных фаз [10].

Исследован состав  $La_{1-x}Sr_xMnO_3$  с x = 0.3 – 0,5, поскольку в этой системе он имеет самую высокую температуру магнитного упорядочения. Экстракция La, Sr, Mn проводилась путем контактирования водных растворов солей металлов и монокарбоновой кислоты при добавлении рассчитанного количества щелочи. Для уточнения ранее заданной концентрации карбоксилата олова производилась реэкстракция металлов в водную фазу, и реэкстракты проанализированы методом атомной абсорбции на приборе AAS-1M. Таким образом, получены органические соли металлов в жидкой фазе с определенной концентрацией по металлу.

Процесс термического разложения смеси карбоксилатов протекает в две стадии с экзо-эффектами при 200 и 430 °C. В области температур 200–290 °C происходит испарение органических кислот, которое накладывается на процессы термического разложения карбоксилатов. Твердые оксидные пленки получаются при температуре 450–500 °C. Толщина пленок зависит от количества циклов нанесения смачивающей пленки – пиролиз и составляет около 300 нм после 10-кратного нанесения.

Последующий отжиг гомогенных аморфных оксидов приводит к образованию фазы сложного оксида. Исследование процессов фазообразования (рис. 1) показало, что в отличие от твердофазного синтеза, в котором соединение LaSrMnO<sub>3</sub> формируется при температуре 1300°C, процесс фазобразования продуктов пиролиза экстрактов начинается при 650 и завершается при 730 °C образованием монофазного манганата лантана.

Рентгенофазовый анализ показал, что изготовленные пленки соответствуют композиции  $La_{0.7}Sr_{0.3}MnO_3$ . Размер зерна, рассчитанный по полуширине основного пика на рентгенограмме, составил 28 нм.



Рис. 1. Рентгенограмма пленки La<sub>0.7</sub>Sr<sub>0.3</sub>MnO<sub>3</sub>, отожженной при 730 °C

Из анализа структурных данных следует, что пленки обладают зернистой структурой с однородным распределением по размеру порядка 30 нм (рис. 2). Зерна ориентированы перпендикулярно подложке.



Рис. 2. Пленка La<sub>0.7</sub>Sr<sub>0.3</sub>MnO<sub>3</sub>, после отжига 730 °C, 10 мин

Таким образом, экстракционно-пиролитический метод приводит к получению наноструктурированных манганитов в пленочном состоянии.

Тестирование образцов стали СТ-3 с покрытием и без покрытия в 1М растворе NaCl показало, что непокрытые образцы деградировали с образованием ямок и каверн с потерей веса, показанной в табл. 1. Начало потери веса наблюдалось через 8 ч выдерживания образца в растворе. Через 14 дней потеря веса образца составила 1 % от веса образца.

Образец, покрытый защитной пленкой, не терял вес и сохранил гладкую, ровную поверхность, а также адгезию покрытия (табл. 1).

Таблица 1

Время, ч	Непокрытый образец, мг	Образец с покрытием, мг
Через 8 ч	2329,1	2991,5
Через 12 ч	2329,0	2991,5
Через 24 ч	2328,9	2991,5
Через 48 ч (2 дня)	2328,8	2991,5
Через 96 ч (4 дня)	2328,6	2991,5
Через 144 ч (6 дней)	2327,7	2991,5

Потеря веса образцов стали, покрытой пленкой LSN и не покрытой в агрессивной среде NaCl

Таким образом, полученное экстракционно-пиролитическим методом покрытие LSM на стали способно защитить металлическую поверхность от воздействия агрессивной среды NaCl. Экстракционно-пиролитическим методом можно нанести покрытие на большие поверхности и снизить температуру синтеза сложнооксидных соединений с формированием наноструктурных покрытий.

#### Список литературы

1. Abdoli H., Alizadeh P., 2012. Electrophoretic deposition of (Mn,Co)3O4 spinel nano powder on SOFC metallic interconnects // Materials Letters. V. 80. P. 53–55.

2. Dheeradhada V.S., Cao H., Alinger M.J., 2011. Oxidation of ferritic stainless steel interconnects: Thermodynamic and kinetic assessment // Journal of Power Sources 196. 1975–1982.

3. Fu C., Sun K., Zhou D., 2006. Effects of La0.8Sr0.2Mn (Fe) O3-δ Protective Coatings on SOFC Metallic Interconnects// Journal of Rare Earths 24. P. 320–326.

4. Farnousha H.R.,\*, Abdolib H., Bozorgmehri S. Cu-Doped Nano- La0.8Sr0.2MnO3 Protective Coatings on Metallic Interconnects for Solid Oxide Fuel Cell Application // Procedia Materials Science 2015. V. 11. P. 628–633.

5. A. de Andres, J. Rubio, G. Castro, S Taboada, J.L. Martinez, & J.M. Colino, Appl. Phys // Lett., 83, 713 (2003).

6. J.M. Colino, & A. de Andres, Appl. Phys // Lett. V. 87, P. 142–509 (2005).

7. T. Li, B. Wang, H. Dai, Y. Du, & H. Yan, J. Appl. Phys. V. 98. P. 123-505 (2005).

8. S. Kar, S. Sarkar, B. Ghosh, & A.K. Raychaudhurt, Phys. Rev. B. V. 74. P. 85-412 (2006).

9. D. Dubourdieu, M. Audier, H. Roussel, J.P. Senateur, J. Appl. Phys. V. 92. P. 379 (2002).

10. Патрушева Т.Н. Растворные пленочные технологии. Красноярск: СФУ, 2010. 278 с.

# АНАЛИЗ ЦЕЛОСТНОСТИ СИГНАЛОВ И ПРОБЛЕМЫ СОЗДАНИЯ И ВЕРИФИКАЦИИ *IBIS*-МОДЕЛЕЙ

#### Ю. А. Каленчиц, А. А. Левицкий (научный руководитель)

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

Рассмотрена проблема анализа целостности сигналов высокоскоростных цифровых устройств различного конструктивного исполнения, включая совместный анализ для двух и более печатных плат. Определены подходы к решению данной проблемы. Представлены методы получения и верификации IBIS-моделей компонентной базы.

При проектировании современных высокоскоростных и высокочастотных цифровых устройств на печатных платах, в отличие от цифровых устройств, работающих на низкой рабочей частоте, особое внимание уделяется учету характеристик активных элементов цепи, а также взаимному влиянию трасс межсоединений платы на работу схемы. На низких рабочих частотах эти конструктивные элементы не оказывают заметного влияния на работу схемы, однако с ростом рабочих частот цифровых микросхем, сокращения их времени переключения и возрастания крутизны фронтов важность учета паразитных эффектов в печатных платах на целостность сигнала и электромагнитную совместимость существенно возрастает [1-4]. Поэтому имитационное моделирование различных процессов (механических, тепловых и электрических), в результате проведения которых выявляются уязвимости и критичные узлы и точки, является неотъемлемым этапом разработки радиоэлектронной аппаратуры до непосредственного изготовления высокочастотных печатных узлов.

Моделирование для обеспечения электромагнитной совместимости элементов, а также анализ целостности сигналов является необходимым по ряду причин:

• сложность конструктивного исполнения высокоскоростных цифровых печатных узлов;

• с увеличением скорости переключения микросхем возрастает интенсивность перекрестных помех;

• электронные схемы становятся всё более чувствительными;

• неуклонный рост плотности монтажа ведёт к усилению влияния паразитных параметров печатных плат на работу быстродействующих схем.

#### Проблемы анализа целостности сигналов в печатных узлах

Несмотря на то, что на сегодняшний день существует достаточно большое число программных средств, позволяющих проводить анализ внутриблочного экранирования и электромагнитной совместимости элементов и узлов электронной аппаратуры, остаётся актуальной проблема моделирования высокоскоростных цифровых печатных узлов сложного конструктивного исполнения. К таким печатным узлам можно отнести:

1) гибко-жёсткие печатные платы;

2) печатные платы на жёстком основании со встроенными компонентами;

3) гибко-жёсткие печатные платы со встроенными компонентами.

Одной из наиболее сложных проблем для анализа является моделирование взаимное влияние печатных узлов при произвольном их размещении относительно друг друга. «Многоплатный анализ» представленный в ряде программ позволяет оценивать только эффекты целостности сигналов с учетом проводящих линий, соединяющие отдельные печатные узлы. Поэтому проведение электромагнитного анализа в объёме является не менее значимым этапом в проектировании прибора.
Многоплатным анализом на электромагнитную совместимость и целостность сигналов обладает программа *Mentor Graphics HyperLynx*, однако она не способна учитывать взаимное положение плат. Программный комплекс *HyperLynx* в своей работе использует *IBIS*-модели [5], а анализ проводится на основе теории длинных линий.

Для таких задач, как моделирования взаимного влияния двух и более плат при произвольном расположении друг относительно друга для полного электромагнитного анализа их взаимодействия целесообразно использовать программный комплекс *ANSYS SIWave. Данный программный комплекс в отличие от многих программ* использует гибрид *MoM* (метод моментов) и *FEM* (метод конечных элементов) методов. С помощью *SIWave* возможно импортировать геометрию модели платы или корпуса микросхемы из электрических САПР, построить точные модели межсоединений для корпусов микросхем и печатных плат. При анализе задействуются обобщенные модели устройств на основе *IBIS*-спецификации входных/выходных буферов, такие как «*Power-Aware IBIS*» и «*IBIS-AMI*», что максимально приближает работу виртуальных прототи-пов устройств к реальным [6].

Однако для решения задач многоплатного моделирования необходимо результаты приводить к упрощённым (компактным) моделям типа *ROM* (*Reduced Order Model* – модель пониженного порядка). В таком случае результаты моделирования, полученные в *ANSYS SIWave*, могут быть сопряжены с результатами моделирования, полученными в *Mentor Graphics HyperLynx*.

## Проблемы создания и верификации IBIS-моделей

Использование *IBIS*-моделей при анализе целостности сигналов во многих программных комплексах объясняется тем, что такая модель стала единым универсальным форматом описания свойств только входных и выходных параметров интегральных микросхем (ИС). К таким параметрам относятся значения вольт-амперных характеристик входных и выходных сигналов при различных логических состояниях, паразитных параметров корпуса и переходных характеристик при нормированной активной нагрузке.



Рис. 1. Состав IBIS-модели

В состав описания *IBIS*-модели, представленной на рис. 1, входят структурные элементы:

- 1. GND Clamp ВАХ входных защитных диодов между входом и «землёй»;
- 2. Power Clamp ВАХ входных защитных диодов между входом и питанием;
- 3. Pullup характеристики выходной части схемы между выходом и питанием;
- 4. Pulldown характеристики выходной части схемы между выходом и «землёй»;
- 5. *Ramp* скорость переключения микросхемы из 0 в 1 и из 1 в 0 [3, 4].

Существенной проблемой, связанной с применением *IBIS*-моделей, является их получение (разработка) и верификация. Как правило, *IBIS*-модели предоставляются разработчиком электронной компонентной базы, однако доступ к таким моделям может быть ограничен, а для отечественной компонентной базы в большинстве случаев *IBIS*-модели отсутствуют.

Для учета возможного разброса параметров микросхем в *IBIS*-модели закладываются номинальные, минимальные и максимальные значения параметров [3, 5].

Для определения параметров модели чаще всего используют два метода. Первый метод подразумевает использование *SPICE*-модели микросхемы для расчёта всех необходимых параметров (статических и динамических) с дальнейшим созданием *IBIS*модели. Такой метод имеет один главный недостаток: как правило, *SPICE*-модели микросхем не предоставляются разработчиками и детальные сведения об их внутренней структуре являются коммерческой тайной.

Второй метод подразумевает, что модель может быть создана для любой микросхемы на основе экспериментального определения входных и выходных параметров, не требуя при этом знания внутренней архитектуры, обеспечивая этим сохранность коммерческой тайны об используемых в ИС схемотехнических решениях при передаче информации организациями-производителями ИС разработчикам высокоскоростных и высокочастотных цифровых устройств.

Процесс создания IBIS-модели таким методом состоит из двух этапов:

1. Предварительный анализ микросхемы. На данном этапе определяется тип микросхемы (определение типов выводов), диапазон рабочего напряжения и рабочий температурный диапазон.

2. Измерение необходимых параметров. К таким параметрам относятся характеристики входных и выходных каскадов при низком и высоком логическом состояниях, вольт-амперные характеристики входных и выходных буферов, определение параметра *Ramp*, определение паразитных параметров выводов.

К трудностям создания *IBIS*-модели на основе экспериментальных данных можно отнести необходимость проведения измерений на большом числе экземпляров микросхем для получения наиболее достоверных результатов. Это приводит не только к увеличению времени, затрачиваемого на работу по созданию модели, но к существенному повышению стоимости при создании моделей дорогостоящих компонентов. В конечном итоге использование экспериментального подхода становится проблематичным ввиду серьезных технических сложностей при проведении измерений, а так же оно сопряжено с временными и материальными затратами.

Вместе с тем метод создания *IBIS*-моделей на основе экспериментальных данных в ряде случаев может оказаться единственным инструментом, позволяющим разработчику решать вопросы, связанные с проектированием быстродействующих печатных узлов. Это, например, относится к разработкам, выполняемым на основе отечественной элементной базы. Описанная выше экспериментальная методика также может служить методической базой для верификации моделей, получаемых от производителя или на основе *SPICE*-моделей. Кроме того, этот метод позволяет осуществлять входной контроль быстродействующих цифровых ИС, определение соответствия их характеристик заявляемым производителем параметрам.

Благодаря популярности *IBIS*-модели в настоящее время наблюдается важная тенденция в области моделирования: формат *IBIS* в своем развитии все больше сближается с *VHDL* и другими языками описания логических систем. Файлы с *IBIS*-описанием микросхем могут быть дополнены *VHDL*-описанием логики её функционирования. Такое сочетание языков разного назначения в стандарте *IBIS* называют мультиязычным

расширением. На основе совместного использования *IBIS* и *VHDL* для описания электрических свойств и логики функционирования микросхем можно проводить моделирование цифровых узлов на печатных платах на разных этапах проектирования [4].

#### Список литературы

1. Special Issue on PCB Level Signal Integrity, Power Integrity, And EMC // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2010. Vol. 52. № 2. P. 246–248.

2. Сабунин А. Altium Designer – Обеспечение целостности сигнала на печатной плате // Современная электроника. 2010. № 8. С. 58–65.

3. Cuny R. H. G. SPICE and IBIS modeling kits the basis for signal integrity analyses // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 1996. Augest. P. 204–208.

4. Системы автоматизированного проектирования для ЭМС [Электронный pecypc]. Режим доступа: http://elcut.ru/publications/sukhanov5.pdf

5. Создание IBIS моделей цифровых микросхем с учетом воздействия внешних факторов / К.О. Петросянц, И.А. Харитонов, А.С. Адонин, А.В. Сидоров, А.В. Александров // МЭС – 2012 «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем» : сб. науч. тр. / Москва. Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН. М., 2012. С. 187–192.

6. Геттих А. Современные инструменты проектирования микроэлектронных схем и систем на кристалле // ANSYS Advantage. 2012. № 18. С. 8–13.

# Секция «КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»

# АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ РАБОЧЕЕ МЕСТО КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ ПЕРЕМЕННЫХ РЕЗИСТОРОВ

А. С. Емельянов, П. Г. Андреев (научный руководитель)

ФГБОУ ВО «Пензенский государственный университет» 440026, г. Пенза, ул. Красная, 40 E-mail: kipra@pnzgu.ru, apg\_58@mail.ru

В статье рассмотрены технические вопросы создания автоматизированного рабочего места контроля параметров переменных резисторов типа СП5-21, предназначенные для работы в цепях постоянного и переменного токов частотой до 400 Гц. Приведена структурная схема измерительного блока. Даны основные математические выражения обработки измерительной информации измерительным блоком.

Современное развитие компьютерной техники позволяет качественно и достаточно быстро проектировать электронные средства (ЭС) различного назначения [1]. Информационное обеспечение проектирования изделий составляет основу их конкурентоспособности [2, 3]. Причем комплексное, системное исследование ЭС на этапе проектирования позволяет учесть множество факторов влияющих на их конструкцию, с целью снижения себестоимости изделия [4]. Кроме того, отмечается широкое внедрение интеллектуальных систем [5] на этапах проектирования, производства и эксплуатации ЭС. Перечисленные факторы приводят к необходимости создания автоматизированных рабочих мест контроля параметров различных электро- радиоэлементов, компонентов ЭС.

В настоящее время широко используются переменные резисторы типа СП5-21А(Б), предназначенные для работы в цепях постоянного и переменного токов частотой до 400 Гц. Измерение данных резисторов занимает большое время и требует большое количество радиоизмерительных приборов.

Кроме этого рабочему необходимо вести протокол поверки – заносить установленные и измеренные значения, производить расчет погрешностей, сравнивать погрешности с допустимыми значениями.

Измеряемые параметры переменных резисторов:

1. Полное сопротивление.

- 2. Величина рабочего угла.
- 3. Отклонение функциональной зависимости.

Используя персональный компьютер и специальное программное обеспечение, а также разрабатываемый электронный блок, можно автоматизировать измерение переменных проволочных резисторов типа СП5-21А(Б) и создать автоматизированное рабочее место для контроля параметров переменных резисторов.

В основу работы установки положено измерение в цифровой форме электрических параметров (в том числе функциональной характеристики) переменных резисторов с последующей математической обработкой результатов, что позволяет автоматизировать измерение полного сопротивления, значение рабочего угла и значения отклонения от линейной зависимости.

Работа измерительной части установки поясняется схемой электрической структурной, представленной на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема измерительного блока

Значение измерительного тока определяется величиной выходного напряжения и сопротивлением выбранного *i*-го датчика тока:

$$I_{_{\rm H3M}} = \frac{U_0}{R \Lambda_i},\tag{1}$$

где U<sub>0</sub> – выходное напряжение ИОН; R<sub>di</sub> – сопротивление *i*-го датчика тока из набора НДТ.

Значение измеряемого тока выбирается исходя из допускаемой мощности, рассеиваемой на контролируемом резисторе при протекании *I*<sub>изм</sub>:

$$I_{\mu_{3M}} \times R_{\Pi} \le 0, 1 \times P_{\mu_{0}}, \qquad (2)$$

где  $R_{\rm n}$  – полное значение сопротивления резистора;  $P_{\rm доn}$  – допускаемое значение рассеиваемой мощности на контролируемом резисторе.

При измерении полного сопротивления  $R_{x1}$  измерительный ток  $I_{изм}$  с выхода источника ИТ протекает через ключ К1 и неподвижные контакты контролируемого резистора  $R_{x1}$ . Падение напряжения от протекания  $I_{изм}$  через  $R_{x1}$  воспринимается дифференциальным усилителем ДУ и подаётся на вход АЦП:

$$U_{\rm BXAUII} = R_{\rm II} \times I_{\rm M3M} \times K_{\rm IIV}, \tag{3}$$

где  $K_{\text{ду}}$  – коэффициент усиления дифференциального усилителя ДУ.

Далее АЦП преобразует напряжение  $U_{\text{вх АЦП}}$  в код, по значению которого рассчитывается значение измеренного сопротивления. Далее оценивается относительное отклонение полученного сопротивления от номинала:

$$\delta R_{\rm m} = \left| \frac{R_{\rm x1} - R_{\rm HOM}}{R_{\rm HOM}} \right| \cdot 100\%, \tag{4}$$

где  $R_{\text{ном}}$  – номинальное значение сопротивления.

При измерении коэффициента деления, контролируется падение напряжения между подвижным и одним из неподвижных контактов контролируемого резистора. Падение напряжение от протекания измерительного тока  $I_{изм}$  через установленное сопротивление контролируемого резистора воспринимается дифференциальным усилителем ДУ и подаётся на вход АЦП:

$$U_{\rm BX\,AUII} = R_{\alpha} \times I_{\rm M3M} \times K_{\rm gy}\,,\tag{5}$$

где  $R_{\alpha}$  — установленное значение сопротивления между неподвижным и подвижным контактами (в зависимости от углового положения выходного вала резистора) при заданном значении угла поворота  $\alpha$ .

Коэффициент деления, в свою очередь, определяется отношением кода АЦП, полученного при измерении сопротивления между подвижным и неподвижным контактами  $N(R_{\alpha})$ , к коду АЦП, полученного при измерении полного сопротивления  $N(R_{x1})$ (между неподвижными контактами):

$$K(\alpha) = \frac{N(R_{\alpha})}{N(R_{x1})} \cdot 100 \%.$$
(6)

Контроль линейности сопротивления осуществляется на основании анализа отклонения между номинальным и реальным коэффициентом деления при заданном угловом положении согласно выражению

$$\delta K(\alpha_i) = K(\alpha_i) - K_{_{\rm H}}(\alpha_i), \tag{7}$$

где  $\alpha_i = \frac{i}{n} \cdot 330^\circ$  – значения угла, при которых осуществляется оценка линейности функции преобразования (при этом  $i \in \overline{\{0...n-1\}}$  – номер проверяемой точки, где n – количество проверяемых точек);  $K_{\mu}(\alpha_i) = \frac{\alpha_i}{330^\circ}$  – номинальный коэффициент деления.

При этом фактическое значение нелинейности резистора вычисляется на основании выражения

$$\delta_{_{JUH}} = \frac{\left| \delta_{_{\max}}^{+} \right| + \left| \delta_{_{\min}}^{-} \right|}{2}, \qquad (8)$$

где  $\delta K_{\max}^+$  – максимальное положительное отклонение от линейной характеристики, определяемое как  $\langle \delta K(\alpha) \rangle > 0 \rightarrow \max$ ;  $\delta K_{\min}^-$  – максимальное отрицательное отклонение от минимальной характеристики, определяемое как  $\langle \delta K(\alpha) \rangle < 0 \rightarrow \min$ .

При контроле рабочего угла контролируется фактический диапазон перемещения подвижного контакта в пределах рабочей характеристики резистора. Для этого разработан специальный алгоритм поиска начала и конца рабочей характеристики. За начало характеристики при последовательном изменении угла в сторону его увеличения принимается некоторый угол а<sub>н</sub>.

За конечное значение характеристики при последовательном изменении угла в сторону его увеличения от  $326^{\circ}$  принимается значение  $\alpha_{\kappa}$ , имеющее максимальное со-противление. За рабочий угол  $\beta$  принимается разность:

$$\beta = \alpha_{\kappa} - \alpha_{\mu} \,. \tag{9}$$

Установка в базовой комплектации состоит из блока измерительного и контактно-зажимного блока, совмещенного с блоком задания углового перемещения.

Блок измерительный предназначен для сбора и обработки измерительной информации, коммутации измерительных цепей, а также управления контактно-зажимным блоком.

Разработка автоматизированного рабочего места (APM) является актуальной задачей современного общества. АРМ позволяют освободить рабочего от монотонного труда, оформления отчетной документации и значительно повысить производительность и качество работы.

### Список литературы

1. Андреев П.Г., И.Ю. Наумова Аналого-цифровые преобразователи в учебном процессе // Надежность и качество: тр. междунар. симпозиума. 2007. Т. 1. С. 67–69.

2. Курносов В.Е., Агейкин О.А., Балабин О.В. Построение систем автоматического проектирования конструкций // Междунар. студ. науч. вестник. Пенза: ООО «Информационно-технический отдел академии естествознания», 2015. № 3-1. С. 40–41.

3. Андреева Т.В., Курносов В.Е. Информационное обеспечение проектирования узлов на печатных платах на основе дискретно-непрерывного моделирования // Алгоритмы, методы и системы обработки данных. Муром: Изд-во: Муромский институт (филиал) ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет им. Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых», 2003. № 8. С. 130–137.

4. Андреев П.Г., Наумова И.Ю., Ширшов М.В. Комплексное исследование блока РЭС на примере светоакустической приставки // Надежность и качество: тр. междунар. симпозиума. Т. 2; под ред. Н.К. Юркова. Пенза: Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2010. С. 137–142.

5. Андреев П.Г., Юрков Н.К., Якимов А.Н. Формирование образовательного компонента интеллектуальной обучающей системы // Университетское образование (МКУО–2013): сб. ст. XVII Междунар. науч.-метод. конф., посвящ. 70-летию образования университета (г. Пенза, 11–12 апреля 2013 г.) / под ред. В.И. Волчихина, Р.М. Печерской. Вып. 17. Пенза: Изд-во ПГУ, 2013. С. 60–61.

# РАЗРАБОТКА АДМИНИСТРАТОРА БАЗЫ ДАННЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ИНТЕНСИВНОСТЕЙ ОТКАЗОВ ЭКБ

А. Н. Зотов, В. Н. Кулыгин, А. В. Стахи, В. В. Жаднов (научный руководитель)

Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики» 101000, Москва, ул. Мясницкая, 20 E-mail: anzotov\_1@edu.hse.ru

В статье рассматривается проблема администрирования баз данных, содержащих данные по характеристикам надежности электронной компонентной базы для системы расчетов надежности электронных модулей АСОНИКА-К-СЧ. Обусловлена необходимость создания программных средств администрирования баз данных. Приведено описание функционирования модуля администрирования базы данных, содержащих коэффициенты математических моделей интенсивностей отказов, необходимых для расчета характеристик надежности элементов.

Система расчета надежности электронных модулей АСОНИКА-К-СЧ создана для автоматизации процессов информационной технологии обеспечения надежности электронной аппаратуры. Система предназначена для расчетной оценки показателей надежности электронных модулей (модулей, не имеющих резервирования и состоящих из элементов). Исходной информацией являются данные о характеристиках надежности элементов и о параметрах режимов их применения.

Пользователь системы имеет возможность получать дополнительную информацию о степени влияния каждого из внешних воздействий и каждого элемента на общий уровень рассчитанных показателей.

Анализ этой информации позволяет своевременно выявить «слабые места» разрабатываемых устройств. На этой основе можно дать обоснованные рекомендации по изменению схемы, конструкции и элементной базы с целью обеспечения требований к надежности электронных модулей [1].

Базовая версия системы была выполнена с сетевой организацией, при этом вычисления проводились на отдельном сервере, на котором также располагалась база данных.

Многопользовательская организации работы системы с единой базой данных была реализована средствами СУБД *Oracle 9i* [2, 3]. Однако работа с этой СУБД оказалась сложной для пользователей как при установке, так и при администрировании [4].

Поэтому были сформулированы следующие основные требования к новой версии:

– возможность работы в современных операционных системах,

- возможность простой установки на локальный компьютер.

В результате модифицированная версия системы была создана в локальном исполнении с использованием встраиваемой СУБД *SQLite* [5, 6]. Это позволило упростить установку и сократить требуемый объём памяти на диске с 3 Гб до 300 Мб [7, 8].

Для того, чтобы облегчить переход с СУБД Oracle 9i на SQLite, а также, в дальнейшем, иметь возможность редактировать и поддерживать в актуальном состоянии базы данных, возможно разработать модуль, позволяющий администрировать базу данных.

Анализ данных, приведенных в справочнике «Надежность ЭРИ» [9], показал, что при расчете выбор конкретных коэффициентов математических моделей осуществляется на основе данных, введённых пользователем при указании характеристик рассчитываемого электрорадиоизделия (ЭРИ). Соответственно, при заполнении данных, необходимо вносить не только сами коэффициенты, но и привязывать их к подгруппам или к значениям параметров, вводимых пользователем. Поэтому для упрощения ввода таблиц коэффициентов необходимо разработать модуль, позволяющий динамически формировать структуру таблицы, с возможностью добавления связей столбцов данных как с подгруппами, так и с конкретными параметрами, вводимыми вручную. Исходя из приведённых выше требований, был разработан модуль наполнения базы данных коэффициентов математических моделей.

Основной задачей модуля является создание таблиц базы данных на основе введенной пользователем информации, а также дальнейшее заполнение этих таблиц. Модуль предоставляет удобный пользовательский интерфейс, позволяющий гибко настраивать свойства таблиц (рис. 1).

Имя таблицы: Значения коэф	Значения коэффициента режима Кр рассчитываются г					
Служебное имя: krej Столбец Столбец[Подгруппа] Столбец[А] Столбец[В] Столбец[NT] Столбец[NS] Столбец[J] Столбец[J] Столбец[H]	Параметры столбца Тип О PDGR_ID  О О Параметры, вводимые вручн. Параметр: Отдельными столбцами Имя столбца:					
↑↓ +×	Старый столбец ОК Отмена					

Рис. 1. Окно добавления таблицы

Таблица описывается следующими свойствами:

- класс ЭРИ, к которому принадлежит таблица. Класс присваивается автоматически;
- выводимое имя (имя таблицы, которое будет выводиться пользователю);

• служебное имя (имя таблицы в базе данных). Служебное имя уникально в рамках одной базы данных;

• массив столбцов таблицы.

В свою очередь, у каждого столбца есть три свойства: два имени (выводимое и служебное) и тип. Всего есть три различных типа:

- подгруппа;
- параметр на выход;
- параметр, вводимый вручную.

Тип «параметр, вводимый вручную» является обобщением трех типов, один из которых присваивается столбцу после того, как пользователь выбрал параметр из выпадающего списка. Разделение на типы необходимо в связи с различными видами параметров, вводимых вручную.

Параметр может быть редактируемым или нередактируемым, а также в виде диапазона значений. Столбец каждого типа по-своему отображается в окне заполнения таблицы. Например, для выбора нередактируемого параметра, ячейки столбца будут содержать выпадающий список, в котором и производится выбор одного из параметров.

После того как пользователь заполнил информацию о создаваемой таблице, программа сгенерирует xml-файл, хранящий в себе описание таблицы, запишет его в специальную таблицу базы данных, а также посредством СУБД SQLite [5, 6] создаст таблицу, описанную пользователем, в базе данных. Количество столбцов, указанное пользователем при создании таблицы, фактически отличается от количества столбцов в базе данных. Это сделано с целью упрощения процесса создания таблицы. К примеру, пользователь при создании таблицы указал, что один из столбцов будет отвечать за диапазон рабочей температуры ЭРИ.

При создании таблицы в базе данных этот столбец разделится на два: минимальная рабочая температура и максимальная рабочая температура. Такое решение позволяет пользователю просто задать параметры, с которыми он хочет работать в таблице, а программа обработает запрос пользователя и выведет необходимое количество столбцов для правильного заполнения таблицы.

Если после добавления таблицы пользователь понял, что один столбец лишний, другого не хватает, а третий неправильно назван, то у него имеется возможность отредактировать таблицу, причем с сохранением всех введенных в ячейки таблицы данных.

Чтобы наполнить таблицу значениями, пользователю в некоторых случаях нужно просто ввести число, а в некоторых – выбрать элемент из выпадающего списка. В случае выпадающего списка пользователь видит, к примеру, названия подгрупп, но в ячей-ку базы данных записывается *ID* этой подгруппы. Каждое изменения в окне программы фиксируется в базе данных сразу после окончания редактирования ячейки.

В случае ошибочного значения одной или нескольких ячеек модуль обозначит пользователю проблемную ячейку подсветив ее красным цветом, позволяя пользователю быстро найти источник проблемы и исправить его (рис. 2).

ежность ЭРИ 2006 🔨 Подгруппа			A	В	NT	G	NS	J	н
Интегральные микросхемы (Надежность :		-	174	9001	343	9 278	0.878	1	0.886
Іолупроводниковые приборы (Надежності Метапризировани	LIA	÷	0.26	0.5078	111111166	9.278	0.878	1	0.886
Азделия крантовой электроники (Надежн	DIC		0,20	0,5078	11111100	9,278	0.070	1	0,880
енераторные, модуляторные и регулирис		-	0,06	1,616	328	2,746	0,622	1,198	0,77
азоразрядные приборы и высоковольтны Композиционные «	объемные	-	0,093	2,194	358	2,019	1,245	1,2	1,362
Грубки электроннолучевые приемные и пр		-	0,0368	1,985	373	2,331	0.556	1	1,115
Энакосинтезирующие индикаторы (Надеж		-	158	0.4	373	8.643	0.559	1.5	1.147
риборы фотоэлектронные (Надежность :			0.0000	5.09	272	5.00	1.00	4	1.6
риворы фотоэлектрические (Надежность ОСОООСТАОИЛЬНЫе		-	0,0932	5,06	3/3	5,55	1,23	1	1,0
Присоры презознек прические и фильтры: Металлофольгиро	ванные	-	0,00000008	15,93	313	0,7	0,9	0,1	1,1
- Значения коэффициента режима Ко ра		-	77777	0,445	358	7,3	2,69	2,46	1
Значения коэффициента КВ в зависии Керметные		-	0,339	1,5419	343	9,8965	3,1668	1,3071	0.6012
Значения коэффициента температуры			0.0495	1,8609	555555	5 844	0.453	1	0.8756
Эначения коэффициента эксплуатации			0,0400	0,0000	000000	7,000	0,400		4,005
Значения параметров для расчета инт	объемные	•	0,655	0,693	3/3	1,223	2,895		1,335
Значения коэффициента Кстаб беретс Подстроечные		-	0,202	1,14	343	21,7	0,529	1	0,599
Значения коэффициента Ка берется и: Металлодиэлектр	ические прецизионные	-	0,26	0,5078	343	9,278	0,878	1	0,886
Значения козффициента Колоерется в Регулировочные		-	0 202	1	343	217	0.529	1	0.599
Значения коэффициента Ккорп беретс			164	0	0	0	0	0	0
Значения коэффициентов модели реж		Ľ	104	0	0	0	0	U	0
Конденсаторы (Надежность ЭРИ 2006 г.) Набор резисторов	толстопленочные	•	0,00253	6,35	373	1,4817	0,723	0,1	1,169
Грансформаторы (Надежность ЭРИ 2006 г Микросхемы рези	сторные пленочные	•	0,164	0.4	373	5	0,55	5	0.5
Дроссели (Надежность ЭРИ 2006 г.) Набор резисторов	тонкопленочные	-	0,00253	6,35	373	1,4817	0,723	0,1	1,169
инии задержки (Надежность ЭРИ 2006 г.	ки	-	0 164	0.4	373	5	0.55	5	0.5
ампы накачки (Надежность ЭРИ 2006 г.) П соисторные соор			0,104	0.5070	0/0	0.070	0.030	3	0,0
			0,20	0,5078	343	9,278	0,878	1	0,880
Соммутационные изделия (Надежность Эг		-	658	0,693	373	7,223	2,895	1	1,335
/становочные изделия (Надежность ЭРИ									
Соединители низкочастотные и радиочаст									
Электровакуумные приборы и модули СВЧ									
Триборы ферритовые СВЧ (Надежность Э									
ппараты электрические низковольтные (						Добавить	строку Д	блировать строку	Удалить ст

Рис. 2. Заполненная таблица с некоторыми ячейками с ошибочными значениями

В будущем планируется добавить облачное хранение основных данных и синхронизацию изменений [10, 11], сделанных несколькими администраторами, с возможностью отслеживания конфликтных изменений [12].

Разработанный модуль наполнения базы данных коэффициентов математических моделей позволяет динамически формировать структуру таблицы, с возможностью добавления связей столбцов данных как с подгруппами, так и с конкретными параметрами, вводимыми пользователем. В ряде случаев привязка данных осуществляется при помощи выбора из выпадающего списка. Использование такого инструмента позволит сократить время, затрачиваемое на наполнение данных, и исключить ряд ошибок, допускаемых по причине человеческого фактора.

#### Список литературы

1. Абрамешин А.Е., Жаднов В.В., Полесский С.Н. Информационная технология обеспечения надёжности электронных средств наземно-космических систем: науч. издание / отв. ред. В.В. Жаднов. Екатеринбург: Форт Диалог-Исеть, 2012. 565 с.

2. Жаднов В.В., Сарафанов А.В. Управление качеством при проектировании теплонагруженных радиоэлектронных средств: учеб. пособие. М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2004. 464 с. Сер. «Библиотека инженера».

3. Жаднов В.В., Кофанов Ю.Н., Малютин Н.В. Автоматизация проектных исследований надёжности радиоэлектронной аппаратуры: науч. издание. М.: Радио и связь, 2003. 156 с.

4. Информационная технология обеспечения надежности сложных электронных средств военного и специального назначения / В.В. Жаднов, С.Н. Полесский, А.Н. Тихменев, Д.К. Авдеев, В.Н. Кулыгин // Компоненты и технологии. 2011. № 6. С. 168–174.

5. Jay A. Kreibich. Using SQLite. Small. Fast. Reliable. Choose any Three. O'Reilly Media, 2010. 530 p.

6. SQLite Query Language: ALTER TABLE [Электронный ресурс] // URL: https://www.sqlite.org/lang altertable.html. (Дата обращения: 01.03.2016).

7. Кулыгин В.Н. Создание новой версии системы прогнозирования надежности электронных средств // Науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых специалистов НИУ ВШЭ: материалы конф. М.: МИЭМ НИУ ВШЭ, 2014. С. 222–222.

8. Егоров А.М., Новиков П.Г., Кулыгин В.Н. Разработка математического аппарата и интерактивного интерфейса для системы расчета надежности современных РЭС АСОНИК-К // Тр. Междунар. симпозиума «НАДЕЖНОСТЬ И КАЧЕСТВО»: в 2 т. Пенза: ПГУ, 2015. С. 334–337. Т. 1.

9. Надежность ЭРИ: справочник. М.: МО РФ, 2006. 641 с.

10. Тихменев А.Н., Кулыгин В.Н., Жаднов В.В. Перспективы реализации системы АСОНИКА-К-СЧ в виде «облачного» сервиса // Новые информационные технологии в автоматизированных системах: материалы семнадцатого науч.-практ. семинара. М.: Ин-т прикладной математики им. М.В. Келдыша РАН, 2014. С. 22–26.

11. Стахи А.В., Кулыгин В.Н., Зотов А.Н. Модуль обеспечения облачного хранения данных системы расчета надежности ЭМ // Науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых специалистов НИУ ВШЭ им. Е.В. Арменского: материалы конф. М.: МИЭМ НИУ ВШЭ, 2015. С. 45–45.

12. Клементьев И.П., Устинов В.А. Введение в облачные вычисления. Екатеринбург: УГУ, 2009. 233 с.

# РАЗРАБОТКА АВАРИЙНОГО РАДИОМАЯКА САС БПЛА

## С. А. Клешнина, С. И. Трегубов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: sofya.antipckina@yandex.ru

В настоящее время широко развивается область беспилотных летательных аппаратов. Перед разработчиками беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) постоянно стоит задача повышения надёжности летательного аппарата (ЛА) и, соответственно, уменьшения вероятности потери борта. Одним из способов решения задачи повышения (увеличения) надёжности является внедрение системы автоматического спасения (САС). В данной статье рассматривается разработка одного из функциональных узлов САС – аварийного радиомаяка

Разрабатываемый аварийный радиомаяк входит в систему автоматического спасения (САС) беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) самолётного и вертолётного типа массой более 5 кг. Для обнаружения борта летательного аппарата после незапланированной посадки САС имеет аварийный (поисковый) радиомаяк, работающий на частоте 433 МГц, который при нештатной ситуации автоматически начинает циклически передавать сигнал о координатах на наземный комплекс управления. Устройство при работе ЛА проводит мониторинг рабочего состояния бортовых систем. На рис. 1 представлена функциональная схема данного устройства [2].



Рис. 1. Функциональная схема аварийного радиомаяка

Анализ заполнения внутреннего пространства БПЛА [3] показал, что аварийный радиомаяк САС желательно разместить во внутреннем объёме крыла, приблизив его к

фюзеляжу и носовой части ЛА. Наличие в поисковом радиомаяке антенны, обеспечивающей связь через спутник во время внештатной ситуации как при раскрытом, так и нераскрытом парашюте, определило требования к материалу крыла в месте размещения радиомаяка. Крыло должно быть радиопрозрачно. Рекомендовано сделать оболочку крыла из стеклопластика, а нервюры из углепластика для жёсткости конструкции. На рис. 2 представлена схема конструктива крыла DELTA-M с указанием используемых материалов.



Рис. 2. Схема конструктива крыла DELTA-M с указанием используемых материалов

Важным показателем при определении характеристик ЛА является обеспечение центровки аппарата. Расчёт центра масс ЛА начинается с определения точки центра массы. Её расположение определяется по выражению

$$x_i = \frac{\sum G_i \bullet x_i}{\sum G_i},\tag{1}$$

где *G<sub>i</sub>* – вес компонента; *x<sub>i</sub>* – координата *X* расположения центра тяжести компонента.

Оценку положения центра тяжести по оси Z не производим, так как аппарат должен быть симметричен относительно оси X. В табл. 1 дана сводка по массоцентровочных характеристик МЦХ БПЛА. Текущее проектное расположение компонентов удовлетворяет требованиям по центровке.

Таблица 1

Наименование компонента	Масса, г	Х, мм
Автопилот	250	177
Конструкция планера	1600	375
Полезная нагрузка	850	360
Аккумуляторные батареи	1600	243
Сервоприводы элевонов	140	450
Привод открытия отсека парашюта	30	80
Парашют	150	170
Двигатель	250	627
Контроллер двигателя	75	520
Контроллер аккумуляторной батареи	70	260
Бортовая кабельная сеть (информационная)	100	365
Бортовая кабельная сеть (силовая)	80	445
Итого	5195	330

Расчет центровки ЛА

Рассчитанные координаты центра масс –  $x_{\tau} = 330$  мм.

Исходя из общих рекомендаций по центровке для самолетов типа летающее крыло, оценке устойчивости на основе расчетов аэродинамики центр тяжести аппарата должен находиться в точке с координатами  $X = 325\pm5$  мм,  $Z = 0\pm7$  мм (рис. 3). В случае ухода центра тяжести изделия предусматривается расположение балансировочных грузов в зонах, обозначенных на рис. 3 буквами А, Б, В и Г. Балансир представляет собой кусочек свинца. Но, как правило, в маленьких ЛА выполняют перекомпоновку внутренних устройств.



Рис. 3. Расположение центра тяжести

Смещение центра тяжести летательного аппарата при установки дополнительной нагрузки вычисляется по формуле

$$\Delta l = \frac{l_i \bullet m_i}{M} \quad , \tag{2}$$

где  $l_i$  – расстояние между центром тяжести аппарата и центром тяжести устанавливаемой нагрузки;  $m_i$  – масса нагрузки; M – общая масса летательного аппарата.

Таким образом мы сможем определить смещение центра масс при расположении в ЛА аварийного радиомаяка в крыле. Смещение по оси X составило 5,4 мм, а по оси Y - 4,3 мм.

Полученные смещения входят в диапазон погрешности отклонения центра масс и составляют менее 2 %.

Для обеспечения объёмного электрического монтажа САС будут использоваться провода. В основу классификации монтажных проводов, применяемых в РЭА, положены следующие признаки: сечение токопроводящей жилы, число проволок в жале, изоляция, вид диэлектрика, диапазон рабочих температур, горючесть, рабочие частоты, возможность формирования, устойчивость к внешним воздействиям и т. д.

Наименьшей механической прочностью при воздействии вибрации, тряски и ударов обладают провода с одной проволокой в жиле. Монтажные провода с изоляцией из полихлорвинила, специальных сортов резины, плёночных, пластмассовых и других диэлектриков являются влагостойкими и работоспособны при влажности 98 % и температуре 40 °C. Выбор сечения монтажных проводов производится в зависимости от величины проходящего по ним тока. Медные провода допускают следующие значения токов в зависимости от сечения, представленные в табл. 2 [1]:

Таблица 2

Значения допускаемых токов в зависимости от сечения медного провода

Сечение провода, мм <sup>2</sup>	0,05	0,07	0,1	0,2	0,3	0,5	0,7	1,0	1,5	2	4	6	10
Допустимый ток, А	0,7	1	1,3	2,5	3,5	5	7	10	14	17	25	30	45

Исходя из анализа протекающих токов выбираем для силовых линий провод сечением 0,2 мм<sup>2</sup>, а для сигнальных – 0,12/0,08 мм<sup>2</sup>. На рис. 4 и в табл. 3 представлены конструкции различных проводов.



Рис. 4. Типовая конструкция монтажного провода

Таблица 3

N⁰		MΓIIIB	МПО	HB	ΜΓΤΦ
1	Токопроводящая жила	Скрученные медные проволоки	Скрученные медные проволоки	Набор мед- ных луженых проволок	Скрученные медные прово- локи
2	Изоляция	Нити полиэфирные	Фторопласт-4	Пвх- пластикат	Фторопласт-4
3	Наружная изоля- ция/оболочка	ПВХ-пластикат	Полиэфирные нити		
4	Экран		Медные луженые оловом проволоки		

Конструктивные особенности проводов

**Провод МГШВ ТУ16-505.437-82.** Используется для внутриблочных и внеблочных электрических соединений. Может быть использован как для подвижных, так и для стационарных соединений. Провода стойки к ударным и вибрационным линейным нагрузкам, не распространяют горение при одиночной прокладке, имеют сертификат пожарной безопасности. Импульсное напряжение до 700 В. Рабочее переменное напряжение частотой 10 кГц – 1000 В. Рабочее постоянное напряжение – 1000 В. Монтажный провод МГШВ эксплуатируется на суше и в море, провод стойкий к воздействию во всех климатических районах, кроме климатического района с очень холодным климатом. Диапазон рабочих температур – от минус 50 °C до 70 °C. Для провода сечением 0,12 мм<sup>2</sup>: масса 1 км – 2,5 кг; цена – 2,58 руб.

**Провод МПО33-11 ТУ 16-505.324-80.** Провода предназначены для подвижного и фиксированного монтажа внутриблочных, межблочных, внутриприборных, межприборных соединений в электронных и электрических устройствах на рабочее переменное напряжение 500 В частотой 10 кГц и постоянное напряжение 700 В. Диапазон температур эксплуатации от минус 60 °C до 120 °C. Для провода сечением 0,12 мм<sup>2</sup>: масса 1 км – 3,1 кг; цена – 12,99 руб.

**Провод монтажный НВ-4.** Предназначен для работы в закрытых помещениях и под навесом (при отсутствии прямого воздействия солнечного излучения и атмосферных осадков) в цепях электрических устройств общепромышленного применения при номинальном переменном напряжении 600 В частоты до 10000 Гц. Для провода сечением 0,12 мм<sup>2</sup>: масса 1 км – 2,45 кг; цена – 2,07 руб.

**Провод МГТФ ТУ 16-505.185-71.** Провод МГТФ используется для неподвижной прокладки внутри коробов, соединяющих блоки, для соединения приборов, при монтаже разнообразных радиотехнических и электрических устройств. Сфера применения провода широка, часто его используют в авиастроении. Провод МГТФ пригоден для эксплуатации в теплом влажном, жарком сухом и очень жарком сухом, жарком, умеренном и холодном климате. Максимальная температура эксплуатации 220 °С, а минимальная составляет минус 60 °С. Кабель не теряет своих характеристик при любых погодных условиях, в том числе и агрессивных. Такие условия эксплуатации возможны благодаря фторопластовой оболочке кабеля. Фторопласт отличается хорошей морозостойкостью, тугоплавкостью, устойчивостью, не меняет коэффициента диэлектрической проницаемости под воздействием температури и других внешних факторов. Также провода устойчивы к вибрационным, ударным нагрузкам, акустическим шумам. МГТФ рассчитан на рабочее переменное напряжение 250 В, частоту 5 кГц или постоянное напряжение 350 В. Для провода сечением 0,12 мм<sup>2</sup>: масса 1 км – 1,95 кГ; цена – 5,57 руб.

Для соединения в разрабатываемом устройстве выберем провод МГТФ ТУ 16-505.185-71, так как он имеет более широкий температурный диапазон, устойчив к внешним воздействиям, морозоусточив, а также имеет малую массу, что важно для БПЛА.

Провода в конструкции ЛА закрепляются стяжками.

Следует уделить внимание и устанавливаемым разъёмам. В качестве межприборного соединения будет использоваться цилиндрический разъём высокой плотности MP1. Он изготавливается из немагнитного материала в соответствии с техническими условиями ГЕ0.364.184ТУ (АШДК.434410.061ТУ). Технические характеристики: сопротивление контактов – 10 МОм; максимальное рабочее напряжение 150 В; диапазон частот – 1-5000 Гц; температурный диапазон – минус 60 до 85; минимальная токовая нагрузка на одиночный контакт – 3 А, суммарная на соединитель – 5 А.

В качестве разъёмов, устанавливаемых на печатную плату, используются разъёмы Fi-S&P компании JAE (Japan Aviation Electronics Industry). Материал rjynfrnjd – медный сплав. Номинальный ток – 1 А.

Работоспособность аварийного радиомаяка после проведения конструкторских работ можно оценить моделированием теплового режима и реакции на внешние механические воздействия. Исходными данными для моделирования являются выделяемая мощность устройства и значения вибрационных и ударных нагрузок, на величину которых оказывает влияние расположение радиомаяка в корпусе ЛА [3].

## Список литературы

1. Краткий справочник конструктора радиоэлектронной аппаратуры / Р.Х. Бальян, Н.А. Барканов [и др.]; под ред. Р. Г. Варламова. М.: Сов. радио, 1972.

2. Клешнина С.А., Боев Н.М. Разработка и проектирование аварийного радиомаяка САС БПЛА // Сб. материалов Междунар. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Проспект Свободный-2016». 15–25 апр. 2016 г. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2016.

3. Клешнина С.А., Трегубов С.И. Формирование требований к конструкции аварийного радиомаяка САС БПЛА // Сб. материалов Междунар. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Проспект Свободный-2016». 15–25 апр. 2016 г. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2016.

## СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДИК ОЦЕНКИ НАДЕЖНОСТИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

И. Л. Лушпа, В. В. Жаднов (научный руководитель)

Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики» 101000, Москва, ул. Мясницкая, д. 20 E-mail: ilushpa@hse.ru

Данная работа посвящена сравнительному анализу методик оценки надежности электромеханических элементов, входящих в состав радиоэлектронной аппаратуры. Рассмотрены основные методики, позволяющие дать оценку надежности электромеханическим и механическим компонентам. Проведено сравнение этих методик. Сделаны выводы.

Современная радиоэлектроника имеет широкое развитие. Применяются новые технологии, усложняются схемы, обновляется элементная база. Всё это создаёт конструкторам и проектировщикам определенные сложности. Одной из них является повышение требований по надежности, которые необходимо обеспечить уже на ранних этапах проектирования [1].

Проблемой оценки надежности любой аппаратуры является то, что состоит она не только из электронной составляющей, но и из механической и электромеханической, которые также необходимо учитывать, чтобы получить более точный результат [2].

Так как отказ механики в равной степени может привести к отказу всего устройства. К тому же эта проблема усложняется допущением, что если в состав аппаратуры входят механические или электромеханические элементы, обладающие необходимой стойкостью, то она абсолютна надежна. С учетом таких поправок возникает вопрос использования методик расчета [3–5].

Среди методик по расчету механических и электромеханических компонентов [6] можно выделить РМ 446 87 [7] и американский стандарт NSWC [8], разработанный Кардерокской дивизией ВМФ США, а также ряд электромеханических компонентов представлен в справочнике «Надежность ЭРИ» [9] и американском стандарте MIL-HDBK-217F [10].

Ниже приведены общие модели расчета представленных методик.

В справочнике «Надежность ЭРИ» значения интенсивности отказов рассчитывается по следующей модели:

$$\lambda_{\mathfrak{s}} = \lambda_{\mathfrak{s}} \cdot \prod_{i=1}^{n} K_{i} , \qquad (1)$$

где  $\lambda_{\delta}$  – базовая интенсивность отказов типа, рассчитанная по результатам испытаний на безотказность, долговечность, ресурс;  $K_i$  – коэффициенты, учитывающие изменения эксплуатационной интенсивности отказов в зависимости от различных факторов; n – число учитываемых факторов.

Коэффициенты, входящие в математические модели интенсивности отказов, условно можно разделить на две группы:

 первая группа коэффициентов является общей для моделей большинства классов, групп и типов изделий и характеризует режимы и условия их эксплуатации, уровень качества производства;

 вторая группа коэффициентов включается в модели конкретных классов (групп) и характеризует зависимость интенсивности их отказов в заданных условиях эксплуатации от конструкционных, функциональных и технологических особенностей. В РМ 446 27 приводится методика оценки интенсивности отказов для механических элементов, таких как соединения, оси, валы, подшипники, прокладки, мембраны, пружины, муфты, часовые устройства и др. В общем виде интенсивность отказов рассчитывается по формуле

$$\lambda_{\circ} = \lambda_{\circ} \cdot \prod_{i=1}^{l} a_{i}, \qquad (2)$$

где  $\lambda_0$  – интенсивность отказов соединения, детали или комплексного изделия в номинальном режиме и нормальных условиях (температура окружающей среды 20±10 °C; относительная влажность воздуха 30...70 %; атмосферное давление 0,825...1,06\*10<sup>5</sup> Па; отсутствие вибрации и ударов);  $a_i$  – коэффициенты, учитывающие конструктивные особенности детали, условия производства и эксплуатации детали.

Значение а<sub>i</sub> рассчитывается по формуле

$$a_i = \prod_{i=1}^{l} K_{ij},$$
 (3)

В стандарте NSWC приведена методика, дающая оценку показателей безотказности и ремонтопригодности механического оборудования.

Математическая модель интенсивности отказов имеет следующий вид:

$$\lambda_{p} = \lambda_{p,b} \cdot \prod_{i=1}^{n} C_{i} , \qquad (4)$$

где  $\lambda_{p,b}$  – базовая интенсивность отказов типа (группы), рассчитанная по результатам испытаний на безотказность, долговечность, ресурс;  $C_i$  – коэффициенты, учитывающие изменения эксплуатационной интенсивности отказов в зависимости от различных факторов; n – число учитываемых факторов.

В стандарте MIL-HDBK-217F приведена методика, дающая оценку показателей безотказности основных типов электрорадиоизделий и механических компонентов.

Математическая модель интенсивности отказов имеет следующий вид:

$$\lambda_{p} = \lambda_{b} \cdot \prod_{i=1}^{n} \pi_{i} , \qquad (5)$$

где  $\lambda_{p,b}$  – базовая интенсивность отказов типа (группы), рассчитанная по результатам испытаний на безотказность, долговечность, ресурс;  $\pi_i$  – коэффициенты, учитывающие изменения эксплуатационной интенсивности отказов в зависимости от различных факторов; n – число учитываемых факторов.

Каждая из приведенных методик имеет ряд недостатков [11]. Для их выявления был проведен анализ этих методик.

Так как не все методики включают математические модели механических элементов, поэтому изначально был рассмотрены методики, посвященные исключительно механике на примере класса «Подшипники».

В РМ 446 27 математическая модель класса подшипники имеет вид

$$\lambda_{3} = \lambda_{0} \cdot K_{1} \cdot K_{2} \cdot K_{3} \cdot K_{4} \cdot K_{5} \cdot a_{\mu} \tag{6}$$

где  $\lambda_0$  – базовая интенсивность отказов;  $K_{11}$  – коэффициент, учитывающий воздействие вибрации;  $K_{12}$  – коэффициент, учитывающий воздействие ударов;  $K_{13}$  – коэффициент, учитывающий воздействие климата;  $K_{14}$  – коэффициент, учитывающий воздействие ка-

чества обслуживания; К<sub>15</sub> – коэффициент, учитывающий воздействие качества изготовления; а<sub>k</sub> – коэффициент зависимости уплотнения.

В NSWC математическая модель класса подшипники имеет вид

$$\lambda_{s} = \left(\frac{10^{6}}{n}\right) \cdot \left(\frac{L_{s}}{L_{A}}\right)^{y} \cdot \left(\frac{0.223}{\left(\ln\left(\frac{100}{R}\right)\right)^{2/3}}\right) \cdot \left(\frac{\nu_{0}}{\nu_{L}}\right)^{0.54} \cdot C_{CW} \cdot C_{t} \cdot C_{SF} \cdot C_{C},$$

где n – рабочая скорость;  $L_S$  – грузоподъемность подшипника;  $L_A$  – эквивалентная радиальная нагрузка; у – константа, равная для шарикового подшипника 3.0, для роликового 3,3; R – коэффициент надежности;  $v_0$  – вязкость заводской смазки;  $v_L$  – вязкость используемой смазки;  $C_{CW}$  – поправочный коэффициент, учитывающий загрязнение воды;  $C_t$  – поправочный коэффициент, учитывающий рабочую температуру;  $C_{SA}$  – поправочный коэффициент, учитывающий загрязнение воды;  $C_C$  – поправочный коэффициент, учитывающий эксплуатацию;  $C_C$  – поправочный коэффициент, учитывающий загрязнение.

Результаты расчета интенсивность отказов подшипника NSK приведены в табл. 1.

Таблица 1

№ п/п	Наименование методики	Значение интенсивности отказов, ч <sup>-1</sup>
1	2	3
1	PM 446 87	0,73*10 <sup>-6</sup>
2	NSWC	3,2*10 <sup>-6</sup>

Значение интенсивности отказов подшипника NSK

Как видно из табл. 1, подшипник NSK по PM 446 87 имеет более низкую интенсивность отказов, но это получено за счёт того, что в математической модели отсутствует ряд коэффициентов учета геометрических и физико-химических свойств элемента. Поэтому для расчета механических компонентов лучше использовать методику NSWC.

С электромеханическими компонентами всё обстоит более сложно [12]. Для примера проведен анализ класса «Электродвигатели».

Математическая модель, представленная в «Надежность ЭРИ», имеет вид

$$\lambda_{\mathfrak{I}} = (\lambda_{\delta.c.\mathfrak{I}.\mathfrak{I}.\mathfrak{I}} \cdot K_{\mathfrak{I}} + \lambda_{\delta.c.\mathfrak{I}.\mathfrak{I}} \cdot K_{\mathfrak{I}.\mathfrak{I}.\mathfrak{I}}) \cdot K_{\mathfrak{I}}, \qquad (7)$$

где:  $\lambda_{6.с.г.эл}$  – базовая среднегрупповая интенсивность электрических отказов для температуры окружающей среды t=25° C на время минимальной наработки  $T_{H.M}$ ;  $K_t$  – коэффициент влияния температуры нагрева изоляции;  $\lambda_{6.с.г.M}$  – базовая среднегрупповая интенсивность механических отказов на время наработки при температуре окружающей среды t=25° C;  $K_{T.n.t}$  – коэффициент влияния времени наработки, частоты вращения и температуры окружающей среды на интенсивность механических отказов;  $K_{\Im}$  – коэффициент жесткости условий эксплуатации.

Математическая модель, представленная в «MIL-HDBK-217F» имеет вид

$$\lambda_p = \left[\frac{t^2}{\alpha_B^3} + \frac{1}{\alpha_W}\right],\tag{8}$$

где t – время работы двигателя; α<sub>B</sub> и α<sub>W</sub> – параметры распределения Вейбулла для подшипника и обмотки.

Значения параметров распределения Вейбулла имеют вид

$$\alpha_{B} = \left[10^{(2.534 \cdot \frac{2357}{T_{A} + 273}} + \frac{1}{10^{(20 \cdot \frac{4500}{T_{A} + 273})} + 300}}\right]^{-1};$$
$$\alpha_{W} = 10^{\left[\frac{2357}{T_{A} + 273} \cdot 1.83\right]},$$

где Т<sub>А</sub> – температура окружающей среды.

Математическая модель, представленная в «NSWC» имеет вид:

$$\lambda_{M} = (\lambda_{M,B} \cdot C_{SF}) + \lambda_{WI} + \lambda_{BS} + \lambda_{ST} + \lambda_{AS} + \lambda_{BE} + \lambda_{GR} + \lambda_{C}, \quad (9)$$

где:  $\lambda_{M,B}$  – базовая интенсивность отказов электродвигателя;  $C_{SF}$  – коэффициент влияния нагрузки;  $\lambda_{WI}$  – интенсивность отказов обмотки;  $\lambda_{BS}$  – интенсивность отказов щёток;  $\lambda_{ST}$  – интенсивность отказов корпуса статора;  $\lambda_{AS}$  – интенсивность отказов вала;  $\lambda_{BE}$  интенсивность отказов подшипника;  $\lambda_{GR}$  – интенсивность отказов зубчатых передач;  $\lambda_{C}$  – интенсивность отказов конденсатора.

Для расчета взят двигатель, состоящий из следующих компонентов, представленных в табл. 2. Основные технические характеристики двигателя приведены в табл. 3.

Состав электродвигателя

Таблица 2

№ п/п	Наименование	Количество
1	2	3
1	Статор	1
2	Пакет статора	1
3	Обмоточный провод	1
4	Пропитка-компаунд	1
5	Выводные провода	5
6	Корпус (сварные соединения)	7
7	Ротор	1
8	Подшипник	1
9	Пакет ротора	1
10	Медные стержни	5
11	Кольца короткозамыкающие	2
12	Вал	1

Таблица 3

Технические характеристики двигателя

№ п/п	Наименование	Технические характеристики
1	2	3
1	Температура окружающей среды	От -50° С до +40° С
2	Высота над уровнем моря	1200 м
3	Номинальная мощность на валу	300 кВт
4	Номинальное напряжение	2340 B
5	Максимальная частота вращения	4800 об/мин
6	Номинальная частота вращения	2400 об/мин
7	Номинальный ток фазы статора	90 A
8	Масса двигателя	725 кг

Как видно из табл. 2, формулы (7)–(9) не учитывают отказы пропитки, стержней, колец, корпуса и др. Поэтому для получения уточненной оценки надежности необходимо модифицировать расчетную формулу (9), и тогда она будет иметь вид

$$\lambda_{MM} = \lambda_M + \lambda_{SE} + \lambda_G + \lambda_K, \qquad (10)$$

где  $\lambda_M$  – интенсивность отказов электродвигателя (9);  $\lambda_{SE}$  – интенсивность отказов прокладки;  $\lambda_G$  – интенсивность отказов сварных соединений;  $\lambda_K$  – интенсивность отказов электрических кабелей.

Значения интенсивностей отказов, рассчитанных по каждой из методик, приведены в табл. 4.

Таблица 4

№ п/п	Методика	Значение интенсивности отказов, ч <sup>-1</sup>
1	2	3
1	Надежность ЭРИ	2,291*10 <sup>-6</sup>
2	MIL-HDBK-217F	4,733*10 <sup>-6</sup>
3	NSWC-11	3,427*10 <sup>-6</sup>
4	Уточненная модель	1,02*10 <sup>-5</sup>

#### Значение интенсивностей отказов

Таким образом, несмотря на большое количество различных методик, посвященных расчетам надежности электромеханических компонентов, ни одна из них не учитывает всех параметров. Поэтому для получения наиболее точного результата необходимо комбинировать математические модели или их дополнять.

### Список литературы

1. Жаднов В.В. Прогнозирование надежности электронных средств с механическими элементами: науч. издание. Екатеринбург: Изд-во ООО «Форт Диалог-Исеть», 2014. 172 с.

2. Жаднов В.В., Лушпа И.Л. Прогнозирование показателей безотказности механических элементов электронных средств при проектировании // Информационные технологии в проектировании и производстве. 2014. № 4. С. 17–23.

3. Маркин А.В., Полесский С.Н., Жаднов В.В. Методы оценки надёжности элементов механики и электромеханики электронных средств на ранних этапах проектирования // Надёжность. 2010. № 2. С. 63–70.

4. Жаднов В.В. Методы и средства оценки показателей надежности механических и электромеханических элементов приборов и систем // Датчики и системы. 2013. № 4. С. 15–20.

5. Zhadnov V. Methods and Means of the Estimation of Indicators of Reliability of Mechanical and Electromechanical Elements of Devices and Systems // Reliability: Theory & Applications. 2011. Vol. 2, No 4. P. 94–102.

6. Лушпа И.Л. Обзор основных методик расчета надежности механических элементов // Науч.техн. конф. студентов, аспирантов и молодых специалистов НИУ ВШЭ. М.: МИЭМ НИУ ВШЭ, 2014.

7. РМ 25 446-87. Изделия приборостроения. Методика расчета показателей безотказности. Рекомендуемый материал.

8. NSWC-11. Handbook of Reliability Prediction Procedures for Mechanical Equipment. USA: CARDEROCDIV, 2011. 522 p.

9. Надежность ЭРИ: справочник. М.: МО РФ, 2006. 641 с.

10. MIL-HDBK-217. Reliability Prediction of Electronic Equipment. USA: DoD, 1991. 205 p.

11. Лушпа И.Л., Жаднов В.В. Модели интенсивности отказов виброизоляторов для электронных средств // Надежность и качество сложных систем. 2014. № 1. С. 50–57.

12. Воробьев В.Е. Кучер В.Я. Прогнозирование срока службы электрических машин: письменные лекции. СПб. СЗТУ, 2004. 56 с.

# ИССЛЕДОВАНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ СТОЙКОСТИ ИС К ВОЗДЕЙСТВИЮ ЭСР

#### О. Е. Малинова, В. В. Жаднов (научный руководитель)

Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики» 101000, Москва, ул. Мясницкая, 20 E-mail: oemalinova@edu.hse.ru

Интегральные схемы, применяемые в составе аппаратуры автоматизированных систем, в значительной степени подвержены разрушающему воздействию электростатических разрядов, порождающих электрические перегрузки. Поэтому при оценке надежности аппаратуры этого класса необходимо особое внимание уделять характеристикам безотказности интегральных схем. Данная статья посвящена рассмотрению математических моделей вероятности безотказной работы интегральных схем при воздействии электростатических разрядов.

Для учета влияния воздействия электростатических разрядов (ЭСР) на надежность КМОП ИС в их математические модели интенсивностей отказов введено слагаемое  $\lambda_{EOS}$ , показывающее, на сколько возрастает интенсивность отказов ИС при воздействии ЭСР [1]. Обоснование метода формирования математической модели  $\lambda_{EOS}$  приведено в [2] и рассмотрено в [3, 4]. Одним из составляющих модели  $\lambda_{EOS}$  является вероятность отказа ИС при контакте с источником ЭСР – P(f|c):

$$P(f|c) = \int_{0}^{V_{TH}} f(v_{TH}) dv_{TH} , \qquad (1)$$

где  $V_{TH}$  – стойкость ИС к воздействию ЭСР по ТУ;  $f(v_{TH})$  – плотность вероятности стойкости ИС к воздействию ЭСР.

В [5] по результатам испытаний ИС разного исполнения (с защитой и без зашиты от ЭСР) было показано, что  $f(v_{TH})$  можно аппроксимировать логнормальным распределением:

$$f_2(v_{TH}) = \frac{1}{v_{TH} \cdot \sigma \cdot \sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot e^{-\frac{\left\lfloor \frac{\ln v_{TH} - \mu(V_{TH_{50}})}{\sigma} \right\rfloor^2}{2}}, \qquad (2)$$

где  $\mu(V_{TH50})$ ,  $\sigma$  – параметры распределения.

При этом в качестве  $f_1$  в [2] было принято экспоненциальное распределение:

$$f_1(v_{TH}) = \eta \cdot e^{-\eta \cdot v_{TH}}, \qquad (3)$$

где η – параметр распределения; *v*<sub>TH</sub> – стойкость ИС.

Значение η в [2] было определено по результатам испытаний ИС на стойкость к ЭСР, которые были получены в [6] в предположении нормального распределения *v*<sub>TH</sub>:

$$f(v_{TH}) = \frac{1}{\sigma(v_{TH}) \cdot \sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot e^{\frac{\left[\frac{v_{TH}}{\sigma(v_{TH})}\right]^2}{2}},$$
(4)

где  $m(v_{TH})$ ,  $\sigma(v_{TH})$  – параметры распределения.

Численные значения параметров распределения (4), полученные в [6] для двух видов исполнения ИС, приведены в табл. 1.

Таблица 1

Значения па	раметров	распределения	$v_{TH}$

N⁰	Иотолионио ИС	Момент	ы <i>v<sub>TH</sub></i> , кВ
п/п	исполнение ис	$m(v_{TH})$	$\sigma(v_{TH})$
1	2	3	4
1	Без защиты от ЭСР	1,175	0,375
2	С защитой от ЭСР	8	1,75

Отметим, что при использовании этих данных для ИС различного исполнения (с защитой и без зашиты от ЭСР) значение плотности вероятности будет равно:

$$f_{3}(v_{TH}) = \frac{f(v_{TH})_{1} + f(v_{TH})_{2}}{2}, \qquad (5)$$

где  $f(v_{TH})_1$  – плотность вероятности стойкости ИС без зашиты от ЭСР;  $f(v_{TH})_1$  – плотность вероятности стойкости ИС с защитой от ЭСР.

В [2] для модели (3) значение η для ИС различного исполнения (с защитой и без зашиты от ЭСР) определялось как

$$\eta = \frac{1}{\Theta}, \tag{6}$$

где  $\Theta$  – среднее значение стойкости ИС.

Для обеспечения хорошего усреднения данных по уровням воздействия ЭСР, видам ИС и технологиям их производства, выборка, на основе которой в [6] были получены значения параметров распределения (4), и выборка, на основе которой в [7] была рассчитана средняя интенсивность отказов ( $\Lambda_{EOS}$ ) аппаратуры из-за воздействия ЭСР, должны быть очень схожи. Поэтому в [2] значение  $\Theta$  определялось как

$$\Theta = \frac{m(v_{TH})_{1} + m(v_{TH})_{2}}{2}, \qquad (7)$$

где  $m(v_{TH})_1$  – математическое ожидание стойкости ИС без зашиты от ЭСР;  $m(v_{TH})_2$  – математическое ожидание стойкости ИС с защитой от ЭСР.

На рис. 1 приведены графики зависимости плотности вероятности  $f_1$ ,  $f_2$  и  $f_3$ . Как видно из рисунка, с увеличением стойкости ИС вероятность ее отказа из-за воздействия ЭСР снижается.

Расчет вероятности отказа ИС при воздействии ЭСР проводится по формуле [2]:

$$P(f) = P(c) \cdot P(f|c), \qquad (8)$$

где P(c) – вероятность контакта ИС с источником ЭСР; P(f|c) – вероятность отказа ИС при контакте с источником ЭСР.

На рис. 2 приведен график зависимости вероятности отказа от стойкости ИС по модели (3).



Рис. 1. Плотность вероятности:  $1 - f_1$ ,  $2 - f_2$ ,  $3 - f_3$ 



Рис. 2. Зависимость P(f|c) от  $V_{TH}$ 

В [2] для оценки вероятности контакта ИС с источником ЭСР используется значение P(f|c), рассчитанное для полученного в [5] значения  $V_{TH50} = 2,2$  кВ:

$$P(f|c) = \int_{0}^{2.2} \frac{2}{1,175+8} \cdot e^{-\frac{2}{1,175+8} \cdot v_{TH}} dv_{TH} = 0,619$$

Однако это значение P(f|c) достаточно велико. При этом значение P(c), полученное в [2] на основе усредненных данных [5–7], составило 5,7·10<sup>-4</sup>, а полученное в [3] на основе статистики геомагнитных бурь и суббурь в магнитосфере Земли, которые приводят к электризации космических аппаратов и возникновению ЭСР [8], составило 7,8·10<sup>-3</sup>. Вместе с тем для аппаратуры автоматизированных систем, с которой постоянно контактирует оператор, значение P(c) близко к 1. Поэтому для такой аппаратуры для снижения значения P(c) необходимо применять дополнительную (внешнюю) защиту. В этом случае (8) должна быть представлена в виде

$$P(f) = \left[1 - P_{\text{B},3}(t)\right] \cdot P(f|c), \qquad (9)$$

где  $P_{B,3}$  – вероятность безотказной работы внешней защиты от ЭСР; P(f|c) – вероятность отказа ИС при контакте с источником ЭСР; t – время эксплуатации аппаратуры.

Также следует отметить, что при увеличении  $\Theta$  (например, если в аппаратуре применяются ИС только с защитой от ЭСР) значение P(f|c) так же будет возрастать. Чтобы избежать этого противоречия и исходя из того, что  $\Theta$  определено по результатам испытаний, его значение можно интерпретировать как среднее значение напряжения ЭСР, действующего на ИС. Тогда P(f|c) можно представить в виде

$$P(f|c) = e^{-\frac{1}{V_{3CP}}V_{TH}},$$
 (10)

где  $V_{3CP}$  – напряжение ЭСР, действующее на ИС;  $V_{TH}$  – стойкость ИС к воздействию ЭСР по ТУ.

В этом случае значение  $V_{3CP}$  будет численно равно напряжению, на которое рассчитано внешнее устройство защиты. Например, если в качестве такого устройства применят защиту на *TVS*-диоде [9], то вероятность отказа ИС будет равна:

$$P(f) = (1 - e^{-\lambda_{\Im} \cdot t}) \cdot e^{-\frac{1}{V_{TVS}} \cdot V_{TH}}, \qquad (11)$$

где  $\lambda_{\Im}$  – эксплуатационная интенсивность отказов *TVS*-диода;  $V_{TVS}$  – напряжение *TVS*диода по ТУ;  $V_{TH}$  – стойкость ИС к воздействию ЭСР по ТУ; t – время эксплуатации аппаратуры.

Значение  $\lambda_{3}$  рассчитывается по модели, приведенной в [1].

Таким образом, обобщая результаты проведенных исследований, можно сделать вывод о том, что при оценке характеристик безотказности ИС, применяемых в аппаратуре автоматизированных систем, с которой постоянно контактирует оператор, необходимо учитывать не только стойкость ИС к воздействию ЭСР, но и показатели надежности внешней защиты.

## Список литературы

1. MIL-HDBK-217F. Reliability Prediction of Electronic Equipment. USA: DoD, 1991. 205 p.

2. RADS-TR-89-177. VHSIC/VHSIC-LIKE Reliability Prediction Modeling. USA: RADS, 1989. 11 p.

3. Абрамешин А.Е., Жаднов В.В., Жаднов И.В. Моделирование интенсивности отказов интегральных схем бортовой космической аппаратуры из-за воздействия электростатических разрядов // Технологии электромагнитной совместимости. 2014. № 2. С. 27–34.

4. Абрамешин А.Е., Жаднов В.В. Оценка интенсивности отказов интегральных схем бортовой космической аппаратуры при воздействии электростатических разрядов // Инновации на основе информационных и коммуникационных технологий. М.: НИУ ВШЭ, 2015. С. 377–380. Т. 1.

5. VZAP-1. Electrostatic Discharge Susceptibility of Electronic Device. Reliability Analysis Center Publication, 1983.

6. J. Giusti J. The Probability of an ESD Failure in Unprotected Equipment // Electrical Overstress/Electrostatic Discharge Symposium Proceedings, 1986.

7. MDR-21. Microcircuit Device Reliability Trend Analysis. Reliability Analysis Center Publication, 1985.

8. Кечиев Л.Н., Пожидаев Е.Д. Защита электронных средств от воздействия статического электричества. М.: ИД «Технологии», 2005. 352 с.

9. Кадуков А. TVS-диоды – полупроводниковые приборы для ограничения опасных перенапряжений в электронных цепях // Компоненты и технологии. 2001. № 1. С. 32–36.

# МЕТОДИКА ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ДОЛГОВЕЧНОСТИ АППАРАТНОГО МОДУЛЯ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ

## А. В. Стахи, А. Н. Зотов, В. В. Жаднов (научный руководитель)

Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики» 101000, Москва, ул. Мясницкая, 20 E-mail: avstakhi 1@edu.hse.ru

В докладе рассмотрен аппаратный модуль антенной системы, а также состав оборудования данной системы. Модуль антенной системы - это составляющая станции спутниковой связи, предназначенный для организации дальней многоканальной радиосвязи и оповещения с использованием ретрансляторов на искусственных спутниках Земли. Рассмотрены критерии долговечности для данной системы. Выполнен расчет надежности аппаратного модуля антенной системы с помощью компьютерной программы АСОНИКА-К-СЧ.

В условиях современной экономики автоматизация является одним из основных направлений технического прогресса. Это является первой причиной возрастания фактора надежности в современных условиях развития техники и, в частности, при проектировании радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) различного назначения. Второй причиной, требующей повышения надежности, является возрастание сложности РЭА, аппаратуры ее обслуживания, жесткости условий эксплуатации и ответственности задач, которые на нее возлагаются [1].

Долговечность есть общее время, которое РЭА может отработать на номинальном режиме в условиях нормальной эксплуатации без существенного снижения основных расчетных параметров, при экономически приемлемой суммарной стоимости ремонтов. Иногда применяют понятие «ресурс» (время работы РЭА в часах до первого капитального ремонта). Во многих случаях, особенно для РЭА непериодического действия, долговечность измеряют показателями суммарной выработки за все время ее функционирования [2]. Фактическая долговечность может значительно отличаться от номинальной в зависимости от условий работы. Она уменьшается при систематической перегрузке РЭА. При облегченных условиях работы долговечность РЭА возрастает [3, 4].

Основные факторы, лимитирующие долговечность и надежность, следующие: поломки составных частей (СЧ); износ трущихся поверхностей; повреждения поверхностей в результате действия контактных напряжений, наклепа и коррозии; пластические деформации деталей, вызываемые местным или общим переходом напряжений за предел текучести при повышенных температурах.

В наихудшем положении находится РЭА, долговечность которой зависит в первую очередь от стойкости СЧ, работающих при высоких температурах. Прочность материалов резко снижается с увеличением температуры и, как следствие, к утрате работоспособности РЭА [5].

Аппаратный модуль антенной системы относится к радиотехнике и может быть использован при конструировании РЭА, осуществляющих прием из эфира сигналов спутниковых систем, например, сигналов спутниковых радионавигационных систем (СРНС) ГЛОНАСС, GPS, WAAS, EGNOS и др., и передачу принятых сигналов по высокочастотному фидерному тракту удаленному потребителю для обработки и выделения информации [6].

На рис. 1 мы можем видеть оборудование, размещённое в стандартной стойке, включающее три специализированных автоматизированных рабочих места (APM) и семь выносных рабочих мест. К специализированному APM подключен принтер. Такой модульный принцип построения аппаратуры позволяет комбинировать различные модификации антенных модулей и модулей обработки.



Рис. 1. Состав оборудования

При необходимости передачи высокочастотных сигналов по протяженному фидерному тракту в антенных модулях устанавливаются соответствующие усилители. Примером протяженного фидерного тракта является фидерный тракт, соединяющий антенный модуль, размещенный на крыше высотного здания или иного сооружения, с модулем обработки, размещенным в одном из нижних этажей этого же здания или в другом здании.

Подобное размещение применяется, в частности, при приеме сигналов СРНС ГЛОНАСС и/или GPS базовыми станциями сети сотовой радиосвязи в целях получения сигналов точного времени и сигналов синхронизации.

Аппаратный модуль антенной системы предназначен для применения в спутниковых системах, для которых характерно, что элементы, осуществляющие прием сигналов спутниковых систем, сосредоточены в рамках одной конструкции (аппаратный модуль). Эскиз конструкции аппаратного модуля показан на рис. 2, а состав элементов одной из его СЧ приведен в табл. 1.



Рис. 2. Аппаратный модуль антенной системы

#### Таблица 1

-40 °С до +100 °С

<u>-40 °C до +85 °C</u> -50 °C до +105 °C

-30 °С до +85 °С

Элементы составной части

Наименование	Темп. диапазон
2	3
Резистор CR0805-JW	- 55 °С до + 155 °С
Резистор GRM39-X7R	- 55 °С до + 125 °С
Преобразователь напряжения 10ТРАЗЗМ	- 55 °С до + 105 °С
1533ЛН2 Микросхема	-10 °С до +70 °С
LTC1345CSW Модулятор	- 40 °С до +85 °С
MAX3032EESE Датчик	-40 °С до +85 °С
МАХ3096CSE Латчик	-40 °С ло +85 °С

Аппаратный модуль антенной системы должен отвечать следующим требованиям по надежности:

- срок гарантии 3 года эксплуатации;

Вилка DRB

8

10

11

- среднее время наработки на отказ - не менее 10000 ч.

Микросхема ХСЗЅ200-4ТQ144С

Светодиод в корпусе LA07W/G

Микросхема XCF02SVO20C

Критерием отказа аппаратного модуля является потеря работоспособности, приводящая к невозможности приема или передачи в режиме «РАБОТА» хотя бы по любому стыку при подключенной заглушке.

Расчеты надежности аппаратного модуля были проведены с помощью системы АСОНИКА-К-СЧ программного комплекса АСОНИКА-К [7]. АСОНИКА-К-СЧ – система анализа и обеспечения надежности и качества РЭА. Система предназначена для обеспечения надежности РЭА при проектировании. Исходные данные для расчета задаются с помощью последовательности диалоговых окон и схемы расчета надежности (СРН).

Система имеет множество сервисных функций, которые упрощают работу, например, такие как настройка «по умолчанию», размножение, копирование, формирование отчетов, контекстно-связанная справочная система. Благодаря наличию данных сервисных функций системой могут пользоваться не только специалисты в области надежности, но и непосредственно инженеры-схемотехники и конструкторы.

Система позволяет обеспечить одновременную работу нескольких пользователей. При этом пользователи могут работать как в локальных сетях, так и в глобальной сети Интернет. Система использует базу данных, в которой имеются электрорадиоизделия (ЭРИ) как отечественного, так и зарубежного производства.

Система позволяет производить расчеты надежности РЭА, которая имеет различные виды резервирования.

Система АСОНИКА-К-К-СЧ создана в технологии «клиент-сервер». Система состоит из двух частей – клиентской и серверной. Клиентская часть системы функционирует на компьютерах с установленной операционной системой семейства Windows. Для нормальной работы сервера системы АСОНИКА-К-СЧ необходимо наличие установленной СУБД [8].

На рис. 3 показано окно системы АСОНИКА-К-СЧ, содержащая результаты расчетов, а в табл. 2 – численные значения характеристик надежности элементов. Как видно на рис. 3, некоторые выбранные типы элементов рассматриваемой СЧ при эксплуатации не будут полностью обеспечивать качество и надежность изделия. Таким образом, в отчете системы АСОНИКА-К-СЧ данные части выделены красным цветом.

## Современные проблемы радиоэлектроники. 2016



Рис. 3. Система АСОНИКА-К-СЧ: Результаты расчета

#### Таблица 2

№ п/п	Техн. группа	Т <sub>ві</sub>	$\lambda_{ci}$	T <sub>oi</sub>	K <sub>ri</sub>
1	Резистор 1	4	0,000068	147058,8	0,999973
2	Преобразователь	2,5	0,00000107	934579,4	0,999997
3	Микросхема	1,5	0,0000004	2500000,0	0,999999
4	Вилка	2	0,0000017	588235,3	0,999997
5	Жесткий диск	4	0,0000012	833333,3	0,999995
6	XILINX 1	0,4	5,08E-07	1968503,9	1,000000
7	XILINX 2	1,2	0,0000004	2500000,0	1,000000
8	Резистор 2	0,9	0,00000638	156739,8	0,999994
9	Датчик 1	0,5	0,00000555	180180,2	0,999997
10	Датчик 2	0,2	0,0000132	75757,6	0,999997
11	Модулятор	0,5	0,0000175	57142,9	0,999991

#### Характеристики надежности элементов

Пути исправления для подобных случаев должны состоять в замене типономиналы элементов на другие [9]. Кроме того, при расчете надежности, определив из ТЗ требуемую вероятность безотказной работы аппаратуры, конструктор распределяет эту вероятность по составляющим РЭА модулям, подбирает элементы с необходимыми интенсивностями отказов, выявляет потребность и глубину резервирования, принимает меры по защите аппаратуры от воздействий дестабилизирующих факторов. При конструировании необходимы данные об ожидаемых изменениях характеристик элементов в течение всего срока службы РЭА. Например, если разрабатывается аппаратура со сроком службы 10 лет, то необходимо предварительно в течение 10 лет, если не используется какой-либо метод ускоренных испытаний, собирать данные об изменении параметров комплектующих элементов, что в общем случае нереально, так как за это время может устареть как элементная база, так и сама разрабатываемая РЭА.

В общем случае надежность РЭА зависит от соотношения прочности и устойчивости к нагрузке, которую приходится выдерживать аппаратуре в процессе эксплуатации. Под прочностью здесь понимается способность аппаратуры выдерживать без разрушений внешние температурные, механические, влажностные и прочие воздействия, под устойчивостью – способность к работе при тех же воздействиях.

## Список литературы

1. Абрамешин А.Е., Жаднов В.В., Полесский С.Н. Информационная технология обеспечения надёжности электронных средств наземно-космических систем: науч. издание / отв. ред. В.В. Жаднов. Екатеринбург: Форт Диалог-Исеть, 2012. 565 с.

2. Матвеевский В.Р. Надежность технических систем: учеб. пособие. М.: Моск. гос. ин-т электроники и математики, 2002. 113 с.

3. Карапузов М.А., Полесский С.Н., Жаднов В.В. Влияние внешних воздействующих факторов на долговечность СВЧ-устройств // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2014. № 12. С. 29–31.

4. Жаднов В.В. Расчётная оценка показателей долговечности электронных средств космических аппаратов и систем // Надёжность и качество сложных систем. 2013. № 2. С. 65–73.

5. Патраев В.Е., Трифанов И.В. Анализ показателей качества и надежности при эксплуатации современных космических аппаратов // Вестник СибГАУ. 2010. № 2. С. 110–113.

6. Спутниковое Телевизионное вещание. Общие принципы построения / URL: http://www.arstel.com/ru/articles/art1p one.php (дата обращения: 01.03.2016).

7. Жаднов В.В., Сарафанов А.В. Управление качеством при проектировании теплонагруженных радиоэлектронных средств: учеб. пособие. М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2004. 464 с. Сер. «Библиотека инжене-ра».

8. Жаднов В.В., Кофанов Ю.Н., Малютин Н.В. Автоматизация проектных исследований надёжности радиоэлектронной аппаратуры: науч. издание. М.: Радио и связь, 2003. 156 с.

9. Информационная технология обеспечения надежности сложных электронных средств военного и специального назначения / В.В. Жаднов, С.Н. Полесский, А.Н. Тихменев, Д.К. Авдеев, В.Н. Кулыгин // Компоненты и технологии. 2011. № 6. С. 168–174.

# ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

## М. П. Сухоруков

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

Рассмотрены способы повышения эффективности численного моделирования за счет сокращения временных ресурсов, необходимых для трансляции геометрической модели бортовой радиоэлектронной аппаратуры. Приведены основные параметры для экспорта современных стандартов обмена данными.

Слабыми местами современных систем компьютерного инженерного анализа являются операции с использованием пре- и пост-процессинга, в том числе и передача геометрии из сторонних систем автоматизированного проектирования, так как при этом вычислительные ресурсы задействованы слабо, что приводит к значительным временным затратам.

Унифицированный электронный модуль (УЭМ), из которых состоит бортовая радиоэлектронная аппаратура (РЭА) космического аппарата (КА), представляет собой конструктивно-законченный узел, учитывающий жесткие закрепления по массе, габаритам и потребляемой мощности с применением серийных компонентов, и является сложной системой [1].

Подробная геометрическая модель [2] УЭМ бортовой РЭА КА для проведения анализа тепловых и механических режимов работы, включает в себя множество геометрических элементов: несущие конструкции 1-го и 2-го уровней, средства коммутации, металлизацию переходных отверстий, проводящий рисунок, электрорадиоизделия, припой, слои клея, лака и т. д. Трансляция такой модели может занимать от нескольких минут до десятков часов в зависимости от сложности и детализации модели. Поэтому отработка способов сокращения времени трансляции геометрических моделей на данный момент является актуальной задачей, поскольку позволит сократить время проведения численного моделирования и, как следствие, сократить время разработки УЭМ и бортовой РЭА в целом.

В случае создания геометрической модели средствами автоматизированного проектирования механических устройств (*MCAD*, *mechanical computer-aided design*) необходимо транслировать геометрическую модель в среду системы автоматизации инженерных расчётов (CAE, Computer-aided engineering). Это возможно реализовать несколькими способами:

 прямая передача геометрии посредством интегрированного пункта контекстного меню;

использование нейтральных форматов.

Современные MCAD системы включают в себя большое количество трансляторов, обеспечивающих экспорт геометрических моделей: *Parasolid*, *STEP* и т. д.

1.Файл стандарта *Parasolid* (расширение \*.x\_t)

Параметры экспорта стандарта Parasolid:

- версия – выбор версии;

 сократить порядок построения сборки (доступен только для сборки) – позволяет сократить сборку до одного уровня. Файл содержит только сборку верхнего уровня и совокупность деталей;

 активная система координат – позволяет выбрать систему координат, которая будет использоваться для экспорта. 2. Файл стандарта *IGES* (расширение \*.igs)

Параметры экспорта стандарта *IGES*:

– *IGES* твердое тело/поверхность – выбор экспорта данных как твердотельные или поверхностные тела (триммированная поверхность (тип 144), твердотельный объект (тип 186), граничная поверхность (тип 143));

– каркасное представление *IGES* (трехмерные кривые) – позволяет преобразовать твердотельный элемент в трехмерное каркасное представление (*B*-сплайны (тип 126), параметрические сплайны (тип 112));

– изображение поверхности/выбор системы – выбор типа объекта.

– экспортировать трехмерные кривые – включает трехмерные кривые в экспортируемый файл;

– экспортировать объекты эскиза – включает объекты эскиза в экспортируемый файл;

– высокая точность для граничных кривых – экспорт с высокой точностью для граничных кривых; размер файла при этом будет больше;

сохранить все компоненты сборки в одном файле (только для сборок) – сохраняет все компоненты сборки, узлы и компоненты узлов в одном файле;

– сократить порядок построения сборки (доступен только для сборки) – аналогично стандарту *Parasolid*.

3. Файл стандарта STEP (расширение \*.*step*)

Параметры экспорта стандарта *STEP*:

– геометрия твердого тела/поверхности – экспортирует геометрию как твердотельные элементы или тела поверхностей;

 трехмерные кривые – экспорт твердотельных элементов и тел поверхностей как объектов каркасного представления;

- активная система координат - аналогично стандарту *Parasolid*;

– экспорт свойств грани/кромки – экспорт свойств грани/кромки. Очистите этот параметр для улучшения быстродействия экспорта;

– разделить периодические грани – разделяет периодические грани, такие как цилиндрические грани, на две. Разделение периодических граней может улучшить качество экспорта, но негативно повлиять на его быстродействие.

4. Файл стандарта *ASIC* (расширение \*.*sat*)

Параметры экспорта стандарта ASIC:

– геометрия твердого тела/поверхности, трехмерные кривые, разделить периодические грани, экспорт свойств грани/кромки – аналогично стандарту *STEP*;

версия – выбор версии;

- единицы измерения – выбор единицы измерения.

С целью выявления наиболее быстрого способа трансляции была проведена передача геометрической модели УЭМ из системы *SolidWorks* в *Ansys Workbench*. Геометрическая модель представляет собой сборку, содержащую 1 461 тело. Максимальная глубина сборки составляет четыре уровня.

Вычислительные ресурсы, используемые при проведении анализа:

- процессор Intel Core i7-970 (12M Cache, 3.20 GHz, 4.80 GT/s Intel QPI);
- материнская плата ASUS P6T7 WS SuperComputer;
- оперативная память DIMM DDR3 4096MB PC10666 1333Mhz (6 шт.);
- жесткий диск SATA-3 3Tb Seagate 7200 Barracuda XT Cache 64MB;
- вычислительный модуль NVidia Tesla C2050 GPU 3GB PCI-Ex GDDR5.

Технические характеристики процессора NVidia Tesla C2050 [3]:

- количество ядер *CUDA*: 448;
- объем специальной памяти: 3 ГБ (GDDR5);
- пропускная способность памяти: 144 Гб/с;

– производительность: на уровне 1 ТФЛОП – одинарная точность и 0.5 ТФЛОП – двойная.

На рис. 1 представлены результаты трансляции УЭМ из SolidWorks в Ansys Workbench различными видами трансляции.



Рис. 1. Результаты трансляции

В ходе отработки трансляции было выявлено, что способ прямой трансляции является более затратным, чем способы трансляции с помощью нейтральных форматов: \*.step, \*.iges и т. д. (рис. 1).

Из ряда нейтральных форматов стандарт *STEP* обладает самым высоким быстродействием, но данному формату присущ недостаток: в названиях деталей не поддерживается кириллица. В случае если в названиях присутствует кириллица, то рекомендуется использовать стандарт Parasolid, так как этот формат лишен данного недостатка.

Стоит отметить, что общим недостатком всех нейтральных форматов, рассмотренных в данной статье, является отсутствие возможности передачи подсборок, что усложняет работу с большими сборками.

## Заключение

Анализ результатов показал, что прямые способы трансляции наиболее затратные. Использование нейтральных форматов (step, iges и т. д.) позволит значительно сократить время трансляции геометрической модели УЭМ.

Также анализ результатов показал, что использование вычислительной станции не позволило значительно сократить время трансляции. Этот факт является основным доказательством того, что при передаче геометрической модели вычислительные ресурсы задействованы слабо. Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта №16-38-00424 мол а.

### Список литературы

1. Численное моделирование напряженно-деформированного состояния унифицированного электронного модуля / С.Б. Сунцов, В.М. Карабан, М.П. Сухоруков, Е.А. Морозов // Изв. вузов. Физика. 2012. Т. 55. № 9–3. С. 120–125.

2. Сухоруков М.П. Математические модели радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2015. № 4 (38). С. 191–194.

3. Tesla – решения для рабочих станций. Официальный сайт фирмы NVidia [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.nvidia.ru/page/personal\_computing.html свободный (последнее посещение: 02.03.2016).

# РАЗРАБОТКА БЛОКА ПИТАНИЯ И ПОДЖИГА ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ТИРАТРОНА

И. С. Трухина<sup>1</sup>, А. В. Юрьев<sup>2</sup>, С. И. Трегубов<sup>1</sup> (научный руководитель)

<sup>1</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 <sup>2</sup>ООО НПП «Элийя» 660127, г. Красноярск, ул. 9 Мая, д. 5, кв. 284 E-mail: irina truhina94@mail.ru

Высоковольтные тиратроны находят применение в различных сферах, что вызывает необходимость разработки системы питания и поджига. При проектировании данной системы необходимо учитывать ряд факторов и требований, ограничивающих способы конструктивной реализации устройства. В данной статье рассмотрены условия обеспечения электромагнитной совместимости в конструкции блока питания и поджига высоковольтного тиратрона ТДИ1-150к/25.

Высоковольтные тиратроны являются неотъемлемой частью импульсных установок, в которых формируются большие токи и напряжения. Необходимым элементом любого устройства на тиратроне являются системы питания и поджига, структурная схема устройства с использованием тиратрона приведена на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема включения высоковольтного тиратрона

При проектировании данной системы необходимо обеспечение электромагнитной совместимости. Для этого в устройстве должно быть предусмотрено следующее:

- наличие помехоподавляющих фильтров;
- использование хорошей изоляции;
- применение экранирования.

Помехоподавляющие фильтры необходимы для исключения попадания наводок в первичную сеть питания или, по крайней мере, значительного снижения уровня импульсных помех. Пример типовой схемы помехоподавляющего фильтра приведен на рис. 2.

Выбор элементов фильтра производится исходя из конкретных значений рабочих токов и напряжений, а также частотного диапазона работы тиратрона, вносимого затухания и индуктивности.
Секция «Конструирование и технология электронных средств»



Рис. 2. Схема помехоподавляющего фильтра блока питания и поджига: *а* – схема электрическая принципиальная; *б* – *X*-конденсатор; *в* – дроссель; *г* – *Y*-конденсатор

*Х*-конденсаторы предназначены для подавления симметричной помехи и подключаются между фазами, *У*-конденсаторы применяются для подавления ассиметричной помехи и подключаются между фазой и нейтралью.

Большое значение при разработке данного устройства имеет система экранов. Для защиты от электромагнитного поля в качестве материала экранов используют металлы с высокой электропроводностью поверхностного слоя (медь, серебро). Однако их применение может быть экономически неэффективно в случае, если корпус имеет крупные габариты, для этой цели наиболее выгодно применять сталь или алюминий с медным покрытием. Толщина такого покрытия должна составлять не менее 3 скинслоев выбранного металла. Толщина скин-слоя меди для импульсного тока со временем спада импульса 150 нс составляет 50 мкм, алюминия – 70 мкм. Из этого следует, что минимальная толщина медного экрана равна 0,15 мм, алюминиевого – 0,21 мм.

При проектировании конфигурации экрана необходимо учитывать направление магнитного поля.

При проектировании конструкции корпусов также необходимо учитывать зазоры между его составными частями, так как любая щель является вторичным источником излучения и снижает эффективность экранирования. Эффективность экранирования можно рассчитать по формуле

$$SE = 20\log \frac{\lambda}{L}$$
,

где  $\lambda$  – длина волны экранируемой помехи; L – длина щели. Для получения необходимой эффективности экранирования: чем меньше длина волны, тем меньше должна быть длина щели.

В хорошей изоляции нуждаются обмотки высоковольтных трансформаторов и другие высоковольтные цепи. Материал для изготовления каркасов и изолирующих втулок трансформатора может быть выбран исходя из следующих требований:

– Высокие изоляционные свойства. Хорошими электроизоляционными свойствами обладают полиамид 6, полиэтилен, фторопласт. Удельное объемное сопротивление полиамида 6 составляет 10<sup>15</sup> Ом, фторопласта-4 10<sup>17</sup>–10<sup>20</sup> Ом. Электрическая прочность 22 кВ/мм и 27 кВ/мм соответственно.

– Способ формообразования. Основными методами обработки деталей являются давление, литье и резание. Выбор конкретного метода производится исходя из типа производства. Например, литье чаще используется в массовом производстве, поскольку обладает наиболее высокой производительностью.

– Плотность материала. Невысокая плотность материала необходима для того, чтобы облегчить конструкцию трансформатора.

– Влияние на выбор материала также оказывают рабочие температуры трансформатора.

На рис. 2 приведены фотографии спроектированного блока поджига.



a



б

Рис. 2. Блок поджига: a – вид со стороны компонентов; b – со стороны проводников

Таким образом, задача проектирования систем питания и поджига может быть решена при учете основных факторов:

- обеспечение электромагнитной совместимости,
- обеспечение технологичности;
- учет значений токов, напряжений, частотного диапазона;
- минимизация стоимости.

#### Список литературы

1. Noise Suppression Products/EMI Suppression Filters [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.murata.com/en-eu/products/emc/emifil/knowhow/basic

2. Беломытцев В. Современные технологии автоматизации // Экранирующие корпуса для электронных устройств. 2003. № 2.

## АВТОМАТИЗАЦИЯ МОДИФИЦИРУЕМОСТИ ПРОЕКТНЫХ РЕШЕНИЙ НА УРОВНЕ СБОРОЧНЫХ ЕДИНИЦ

### Д. Э. Цыганков, А. Ф. Похилько

Ульяновский государственный технический университет 432027, г. Ульяновск, ул. Северный Венец, 32 E-mail: d.tsyg@mail.ru

В настоящей работе рассматривается подход к достижению модифицируемости проектных решений на уровне сборочных единиц, основанный на представлении 3D-сборки как многотельной детали, в которой каждому компоненту соответствует отдельное тело, что позволяет «связывать» компоненты путем установления ассоциативных связей на уровне модели, обеспечивая полную параметризацию проектного решения на уровне сборки.

Современный уровень развития информационных технологий в области проектирования изделий выводит на передний план конструкторскую документацию (КД), представленную в электронном виде – трехмерными информационными образами – 3D-моделями [1]. Ряд критических положительных аспектов (простота выпуска и удобство оформления КД, визуализация проектных решений) вызывают уже новые трудности, связанные прежде всего со спецификой работы САПР [2].

Как правило, в производстве в КД вносится колоссальное число изменений, вызванных различными причинами, что требует своевременного изменения решений, полученных в соответствующих САПР. Для учета этих изменений необходимо постоянно изменять все 3D-модели, в том числе и 3D-сборки. Стандартный подход к модификации сборочных единиц – редактирование – в контексте сборки не может в полной мере быть осуществим, так как детали не коррелируют между собой и нет возможности установления ассоциативных связей между атрибутами 3D-моделей деталей. Таким образом, данный подход нарушит целостность проектного решения, а следовательно, вызовет необходимость перестройки проектного решения вручную.

В настоящей работе исследуется подход к достижению модифицируемости проектных решений на уровне 3D-сборки, который основан на представлении сборочной единицы многотельной 3D-моделью, что до настоящего времени не обеспечивалось ни одной из САПР.

Нижайший уровень проектирования изделия – проектирование деталей, которым в рамках понятий 3D CAD соответствуют однотельные 3D-модели.

3*D*-модель детали *Det*<sup>3D</sup> может быть полностью описана деревом построения – упорядоченной последовательностью проектных процедур следующим образом:

$$Det^{3D} = \sum_{i=0}^{n} des. proc_{i} \left( \sum_{k=0}^{m} des. par_{k}, \sum_{j=1}^{(i-1)} int. con_{j} \right),$$
(1)

где *des.proc<sub>i</sub>* – проектная процедура с *i*-м порядковым номером выполнения, обладающая уникальным набором проектных параметров *des.par<sub>i</sub>* и взаимосвязей с другими процедурами *int.con<sub>i</sub>* в виде математическо-логических выражений.

Информационный 3*D*-образ детали *Det*<sup>3D</sup> может рассматриваться как структурированное множество проектных процедур, и формально описывается по формуле

$$Det^{^{3D}} = M_{des.proc} \left\{ i_{num}, n_{par}, Type_i^{proc}, Type_j^{par}, \left( val_1^{par} \dots val_m^{par} \right), Type_j^{dep}, \left( val_{1,2}^{dep} \dots val_{i,j}^{dep} \right) \right\},$$

$$(2)$$

где  $i_{num}$  – порядковый номер выполнения проектной процедуры;  $n_{par}$  – количество проектных параметров;  $Type^{proc}$  – тип *i*-й проектной процедуры;  $Type^{par}$  – тип *i*-го проектного параметра, такие, что  $Type^{proc} \in M_{CAD}^{proc}$ ,  $Type^{par} \in M_{CAD}^{par}$ , где  $M_{CAD}^{proc}$ ,  $M_{CAD}^{par}$ , множества типов проектных процедур и параметров, заложенных в САПР;  $val^{par}$  – значение *i*-го проектного параметра;  $Type^{dep}$  – тип зависимости от выполненных процедур,  $val^{dep}$  – значение *i*-й зависимости от *j*-й проектной процедуры.

Процедурное представление способно описать 3D-модель не как законченное решение, а как процесс его формирования [3], поскольку учитывает последовательный вклад каждой проектной процедуры в итоговое решение. В связи с этим дерево построения 3D-объекта будет рассматриваться как процесс, что позволит оперировать методологией описания процессов в рамках стандарта *IDEF*.



Рис. 1. 3D-модель стержня и IDEF0-модель процесса его построения

Как видно на рис. 1, вход (исходные данные) – техническое задание (ТЗ), точка начала координат (для пространственной привязки), выход – результат выполнения проектных процедур: информационный 3D-образ. Модификация 3D-моделей деталей поддерживается на всех стадиях процесса ее построения [4].

Сборка, представляя собой систему 3*D*-деталей и подсборок, в общем случае может быть структурно описана следующим образом:

$$Asm^{3D} = \sum_{i=0}^{n} Det_i^{3D}(x, y, z, \alpha, \beta, n), \sum_{k=0}^{m} Con_k \left( Type^{Con}, \sum con. par, Det_j^{3D}, Det_h^{3D} \right), \quad (3)$$

где *x*, *y*, *z* – координаты точки привязки детали  $Det^{3D}_i$ ;  $\alpha$ ,  $\beta$  – углы наклона данной детали в соответствующих плоскостях; *n* – направление детали (вектор);  $Con_k$  – множество используемых сопряжений, каждое из которых полностью описывается типом (*Type*<sup>Con</sup>), набором параметров (*con.par*) и компонентами, между которыми оно устанавливается.

На рис. 2 представлены сборочная 3D-модель контакта коаксиального и дерево модели: как видно, параметрами обладают лишь сопряжения, а это означает, что параметризация сборки сводится к оперированию параметрами сопряжений.

Сопряжения, привязывая детали к структурным элементам друг друга, определяют лишь положения этих деталей в пространстве (как статическое, так и диапазон перемещения), обеспечивая структурную целостность проектного решения.

Как следствие, в классическом понимании сборка не может быть рассмотрена как процесс по следующим причинам: детали – это уже законченные конструктивные элементы (не подлежащие изменению), а также то, что последовательность установки со-пряжений не влияет на формируемое решение [5].



Рис. 2. Дерево сборочной модели и информационный 3D-образ

Представление сборочной единицы как процесса становится возможным при смещении уровня декомпозиции модели с уровня «3D-сборка» на уровень «3D-деталь», что сопровождают два критических преобразования:

• Сборочная модель рассматривается как многотельная 3*D*-модель детали, что обеспечивает сохранение всех процессов построения каждой из ее компонент.

• Детали – компоненты сборки рассматриваются как отдельные твердотельные 3D-объекты (фрагменты) в контексте единой детали, что позволяет устанавливать ассоциативные связи между ними.

Таким образом, в одном файле присутствует полный набор компонент с процессом их построения и готовый для детального анализа и обработки. Этот файл позволяет описывать процесс формирования проектного решения, сохраняя актуальность при декомпозиции на нижайшие уровни.

Процедурная модель 3*D*-сборки при преобразовании в многотельную деталь представляет собой последовательное объединение процессов построения каждой детали-компоненты:

$$Asm^{3D} = \sum_{i=0}^{n} des.proc_{i}^{Det_{1}} \left( \sum_{k=0}^{m} des.par_{k}^{Det_{1}}, \sum_{j=1}^{x} \operatorname{int.con}_{j}^{Det_{(1...x)}} \right) \cup ... \cup$$

$$\cup \sum_{i=0}^{n} des.proc_{i}^{Det_{x}} \left( \sum_{k=0}^{m} des.par_{k}^{Det_{m}}, \sum_{j=1}^{x} \operatorname{int.con}_{j}^{Det_{(1...x)}} \right).$$

$$(4)$$

Множество проектных процедур, описывающих сборочную единицу как многотельную деталь, формально может быть описано формулой

$$Asm^{3D} = M_{des.proc} \left\{ i_{num}, Det_{j}, n_{par}, Type_{i}^{proc}, Type_{j}^{par}, \left( val_{1}^{par.Det_{i}} \dots val_{m}^{par.Det_{j}} \right) Type_{j}^{dep}, \left( val_{1,2}^{dep.Det_{j}} \dots val_{i,j}^{dep.Det_{j}} \right) \right\},$$
(5)

`

где  $Det_j$  – это деталь, к процессу построения которой принадлежит *i*-я проектная процедура;  $val^{par.Det_j}$  – значение *i*-го проектного параметра детали  $Det_j$ ;  $val^{dep}$  – значение *i*-й зависимости от *j*-й проектной процедуры, принадлежащей к процессу построения детали  $Det_j$ .

На рис. 3 представлена сборочная единица стержня (рис. 2) смещенная на уровень 3D-детали. Как видно, многотельная деталь содержит в себе 7 твердых тел (из них 5 – соответствуют деталям-компонентам). Фиксация компонент (твердых тел) на едином уровне позволяет выделить дискриминанты проектируемой сборки, из которых исход-

ными будут: тип, длина стержня (в соответствии с ГОСТ 20265–83), тип и номинал резистора, а также величина волнового сопротивления; все прочие проектные параметры будут получены по ним уже расчетным путем.



Рис. 3. 3D-сборка, преобразованная в многотельную 3D-деталь

Главное отличие формулы (5) от (1) в том, что вводятся «внешние» взаимосвязи между проектными процедурами, относящимися к различным деталям *Det<sub>j</sub>*, что позволяет осуществить полную параметризацию сборочной единицы, особенностью которой является возможность взаимовлияния параметров деталей-компонент друг на друга. Следствием этого является не только обеспечение целостности проектного решения, но и возможность управлять результатами проектирования (модифицировать, фиксировать, сохранять проектное решение) на высшем уровне – сборочной 3D-модели.

#### Список литературы

1. D. Tsygankov, A. Pokhilko, A. Sidorichev, S. Ryabov, O. Kozintsev, The Design Process Structural & Logical Representation in the Concurrent Engineering Infocommunication Environment, R. Curran et al. (eds.) Transdisciplinary Lifecycle Analysis of Systems, IOS Press, Amsterdam, 2015. P. 595–602.

2. Kamalov L., Pokhilko A., Tylaev T. A Formal Model of a Complex Estimation Method in Lean Product Development Process // Advanced Concurrent Engineering: Proceedings of the 17th ISPE International Conference on Concurrent Engineering. 2010. P. 285-289.

3. Цыганков Д.Э., Похилько А.Ф. Представление процесса проектирования на базе обобщения элементарных операций до уровня семантических единиц // Автоматизация процессов управления. 2015. № 3. С. 81–88.

4. Формализация и анализ процессов проектирования технических объектов / А.Ф. Похилько, А.А. Маслянцын, А.В. Удовиченко, А.А. Куприянов // Автоматизация процессов управления. 2006. № 2. С. 132.

5. Цыганков Д.Э., Похилько А.Ф. Автоматизация модифицируемости решений при проектировании структурно подобных изделий // Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем. 2015. № 1-2 (9). С. 228–231.

# ТЕХНОЛОГИИ ПЕРЕРАБОТКИ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ

А. С. Селиванов, В. А. Барашков (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: selivanov.a.s@mail.ru

Печатные платы являются одним из наиболее важных компонентов электронного оборудования. Они представляют собой платформу, на которой устанавливаются и связываются между собой микроэлектронные компоненты, такие как полупроводниковые микросхемы и конденсаторы.

Более всего используют ручной демонтаж. Автоматизированный демонтаж электронного оборудования хорошо развит, но, к сожалению, его применение в утилизации электронного оборудования по-прежнему сталкивается со многими проблемами. Опасные вещества удаляются только частично, особенно из очень малых компонентов. Это означает, что значительное количество опасных веществ направляются на последующие механические процессы дробления и переработки, в результате чего значительно повышается количество загрязняющих веществ.

В полуавтоматических методах демонтажа электронные компоненты удаляются с помощью комбинаций нагревания и нанесения ударов, механических ножниц, вибрации для разъединения паяных соединений и нагревом до температуры на 40–50 °C выше, чем температура плавления припоя. Во время нагревания может происходить пирполиз, а это значит, что возможно образование диоксинов.

Переработка плат включает в себя три типа обработки: предварительная обработка, физическая переработка и химическая переработка. Предварительная обработка включает в себя демонтаж многоразовых и токсичных элементов, измельчение или разделение. Затем следует физическая переработка. Потом материалы извлекают путем химического процесса переработки.



Рис. 1. Механическая переработка печатных плат

Механическая переработка – это физический метод, при котором разобранные детали размалываются до необходимых размеров (рис. 1), после чего они поступают на установку тонкого измельчения. Температура печатных плат быстро возрастает из-за сжатия и достигает более 250 °C в процессе дробления, поэтому пиролитическое расщепление химических связей в матрице производит бромированные и небромированные фенолы и простые эфиры.

Магнитные сепараторы и барабанные сепараторы низкой интенсивности широко используются для извлечения ферромагнитных металлов из цветных металлов и других немагнитных отходов. Использование сепараторов высокой интенсивности позволяет отделить медные сплавы из матрицы отходов.

Разделение по электрической проводимости на основе таких технологий, как вихретоковое разделение, электростатическое и трибоэлектрическое разделения, отделяет материалы различной электропроводности цветных металлов из инертных материалов.

Методом воздушной сепарации разделение диспергированных твердых частиц происходит благодаря различным размерам частиц и их различным плотностям. Подвешенные в газе частицы, в основном воздухе, занимают разные положения в сепараторе под воздействием различных сил в зависимости от материала. У тяжелых частиц предельная скорость осаждения больше, чем скорость воздуха, в то время как у более легких частиц предельная скорость осаждения меньше скорости воздуха. Следовательно, тяжелые частицы перемещаются вниз против воздушного потока, в то время как легкие частицы поднимаются вместе с воздушным потоком в верхней часть сепаратора.

Электростатический метод разделения для разделения сыпучих материалов использует электростатическое поле, которое воздействует не заряженные или поляризованные тела. Эти технологии применяются для переработки металлов и пластмасс из промышленных отходов. Электростатические технологии разделения могут использоваться для отделения Cu, Al, Pb, Sn и железа и некоторых благородных металлов и пластика.

Магнитные сепараторы широко используются для отделения ферромагнитных металлов от цветных металлов и других немагнитных отходов. Недостатком магнитного разделения является агломерация частиц, вследствие которой магнит вытягивает вместе с ферромагнитными металлами и неметаллические включения. Следовательно этот метод не очень эффективен.

Химические методы переработки отходов печатных плат включают пиролиз, гидрометаллургический, биометаллургический методы и газификацию.

Пиролиз — это химической метод, который широко используется для переработки синтетических полимеров, включая полимеры со стекловолокном. При пиролизе таких полимеров образуются газы, углеводороды и обугленный остаток. Эти вещества в дальнейшем можно использовать в качестве химического сырья или топлива. Платы нагревают до достаточно высокой температуры, чтобы расплавить припой, используемый для связывания электрических компонентов. Обугленный конгломерат, который называется также «черным металлом», содержит в себе большой процент меди, а также небольшое количество железа, кальция, никеля, цинка и алюминия, эти металлы можно затем восстановить.

Гидрометаллургический метод главным образом используется для переработки плат с целью извлечения металлической фракции. Метод заключается в выщелачивании металлов с применением растворов кислот и щелочей, за которым следует электрорафинирование желаемых металлов. Этот метод считается более гибким и энергосберегающим, следовательно, экономически эффективным. Широко используемыми выщелачивателями являются царская водка, азотная кислота, серная кислота и цианистые растворы. В случае неметаллических подложек металлы выщелачиваются в раствор с подложки. Металлические подложки перерабатываются электрохимическим способом. Таким образом, гидрометаллургический метод позволяет восстанавливать металлы без какой-либо дополнительной обработки. Остальные материалы в плате перед повторным использованием или захоронением должны подвергаться дополнительной термической обработке. Основным недостатком этого метода является едкость и ядовитость используемых жидкостей.

Биометаллургический метод сепарации используется для извлечения драгоценных металлов и меди из руды уже давно, однако до сих пор он не очень хорошо развит. Микроорганизмы используют металлы, присутствующие во внешней среде и на поверхности клеток для своих внутриклеточных функций. Каждый тип микроорганизма имеет характерную тенденцию переносить конкретный металл в определенной среде. Биовыщелачивание и биосорбция в целом – два основных направления биометаллургии, используемые для извлечения металлов. Биовыщелачивание успешно применяется для извлечения драгоценных металлов и меди из руд в течение многих лет. Та же методика может применяться для извлечения меди и других ценных металлов из отходов печатных плат.

Основное применение процесса газификации — это генерация синтез-газа (СО, H<sub>2</sub>). Газификация протекает приблизительно при температуре 1600 °С и давлении около 150 бар. Богатый водородом синтез-газ — основной продукт газификации, который является ценным сырьем для производства метанола. После соответствующей обработки некоторые фракции этого газа могут использоваться для производства тепловой и электрической энергии. Схема процесса газификации отходов печатных плат, приведенная на рис. 3, включает печь газификации, в которую подается кислород, высокотемпературную печь, охладитель и анализатор газов.

Преимущества физических методов переработки, таких как магнитные сепараторы, сепараторы, отделяющие материалы в зависимости от плотности, и т. д., по сравнению с химической переработкой заключаются в том, что они не требуют больших финансовых вложений, относительно просты, удобны, меньше загрязняют окружающую среду, требуют меньших затрат энергии. Металлические фракции, полученные физическими методами, можно использовать в коммерческих целях без значительных процедур восстановления. Однако для использования в коммерческих целях неметаллических фракций последние должны подвергнуться химической переработке. Таким образом, физические методы являются более экономически выгодными для переработки металлических фракций, чем неметаллических. Основная цель химических методов переработки, таких как пиролиз, заключается в преобразовании полимеров, содержащихся в неметаллических фракций, в химическое сырье или топливо. Химические методы переработки имеют преимущества в преобразовании бром антипиренов и извлечении тяжелых металлов, оставшихся после физических методов переработки.

Большое количество неметаллических отходов печатных плат, которые зачастую являются опасными для людей и окружающей среды (из-за наличия бромированных антипиренов и тяжелых металлов, таких как свинец, кадмий, бериллий и т. п.), сбрасывается на свалках. Чтобы предотвратить это, необходимо найти им оптимальное применение. Неметаллические фракции получаются легче, чем цемент и песок, их гранулы гораздо меньше, следовательно, они обладают более надежной микроструктурой. Механическая прочность материала повышается в присутствии грубых стекловолокон. Поэтому благодаря вышеуказанным свойствам неметаллические фракции могут успешно использоваться в качестве наполнителя в строительных материалах, для изготовления клеев и декоративных агентов.

Разработана методика использования неметаллических фракций печатных плат в производстве неметаллических пластин, которые могут использоваться для получения композитных плит. Композитные плиты находят применение во многих областях, включая автомобильную промышленность, мебель, различное оборудование и отделочные материалы. Фенольные компаунды используется в производстве радиодеталей и кухонной утвари. В связи с уменьшением лесных ресурсов и повышением их стоимости производители ищут альтернативы деревянному полу. Неметаллические фракции печатных плат на бумажной основе кажутся хорошим вариантом замены деревянному полу.

Переработка электроники очень важна, так как компоненты технических средств и предметов электроники – это скорее ресурсы, чем отходы. В компонентах электроники, подлежащих переработке, достаточно высокое содержание полезных ресурсов, что делает их извлечение экономически выгодным. Но минимизация вреда, наносимого окружающей среде, которую мы достигаем при переработке электроники, гораздо важнее.

### Список литературы

1. Xiang, Y.; Wu, P.; Zhu, N.; Zhang, T.; Liu, W.; Wu, J. & Li, P. Bioleaching of copper from waste printed circuit boards by bacterial consortium enriched from acid mine drainage // Journal of Hazardous Materials. 2010. Vol. 184. № 1-3. P. 812–818. ISSN: 0304389.

2. Xiu, F.R. & Zhang, F.S. Materials recovery from waste printed circuit boards by supercritical methanol // Journal of Hazardous Materials. 2010. Vol. 178. P. 628–634. ISSN:03043894.

3. Zhan, M. & Wool, R. P. Biobased Composite Resins Design for Electronic // Journal of Applied Polymer Science. 2010. Vol. 118. P. 3274–3283. ISSN: 00218995.

4. Zheng, Y.; Shen, Z.; Cai, C.; Ma, S.; & Xing Y. The reuse of nonmetals recycled from waste printed circuit boards as reinforcing fillers in the polypropylene composites // Journal of Hazardous Materials. 2009. Vol. 163. P. 600–606. ISSN: 03043894.

5. Zhou, Y.;& Quj, K. A new technology for recycling materials from waste printed circuit boards. Journal of Hazardous Materials. 2010.Vol 175. P. 823–828. ISSN: 03043894.

6. Zhou, Y.; Wu, W. & Quj, K. Recovery of materials from waste printed circuit boards by vacuum pyrolysis and centrifugal separation // Waste management. 2010. Vol. 30. P.2299–2304. ISSN: 03043894.

## ПРОБЛЕМЫ ПОЛУЧЕНИЯ НАНОКОМПОЗИЦИИ ФЕРРОФЕРРИГИДРОЗОЛЯ МЕТОДОМ ЭЛЕКТРОЛИЗА

# А. А. Сулименков, В. И. Чупий (научный руководитель), Н. П. Томилина (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: radioconf-2016@sfu-kras.ru

В настоящее время уделяется большое внимание вопросам экологии. Производственные стоки печатных плат вносят свой негативный вклад в загрязнение окружающей среды. Среди существующих реагентных методов, применяемых для очистки стоков, выделяется современный метод, с использованием нанокомпозиции ферроферригидрозоля. Метод обладает большими преимуществами, представленными в статье, но также имеются и недостатки, один из которых – зашламление перфорации кассет, ведущее к нарушению техпроцесса. Для устранения данного явления предлагается заменить источник постоянного тока импульсным. Проведены предварительные расчеты, показывающие, что можно сократить количество очисток, облегчить и ускорить работу оператора.

## 1. Нанокомпозиция ферроферригидрозоля

Для обезвреживания стоков применяется ферроферригидрозоль (ФФГ). Композиция ФФГ – коллоидная суспензия оксигидратов железа, обладающая широким набором свойств. Ферроферригидрозоль имеет развитую поверхность состоящую из наночастиц, которая содержит химически активные группы, действующие как специфические адсорбенты, и соединения железа (II) и железа (III). Это прекрасный коагулянт и сорбент, восстановитель и химический реактив. Состав производится электрохимическим путем в специальных генераторах, входящих в комплект оборудования. Сырьем служат отходы штамповки стали (Ст3), стальная стружка и т. п.

Сущность предложенной технологии сводится к тому, что предварительно в отдельном электролизере проводится анодное растворение указанных металлических отходов с получением суспензии, которая затем направляется в реактор, где происходит смешение ее с очищаемым стоком.

Основной механизм осаждения токсичных веществ – гетерокоагуляция. ФФГ вступает в реакции с ионами, гидроксидами и мицеллами цинка, никеля, хрома и других тяжелых металлов в одном диапазоне pH. Глубина очистки возрастает в результате образования смешанных кристаллов и химических соединений и за счет эффективной сорбции. Окислительно-восстановительные потенциалы реагента в водных растворах позволяют восстанавливать как бихромат-ионы, так и хромат-ионы.

ФФГ используется также для обезвреживания других сопутствующих загрязнителей, таких как фосфаты, органические соединения, остатки смазочно-охлаждающих жидкостей, красителей и детергентов. Это возможно из-за одновременно работающих различных механизмов, например сорбции, коагуляции, восстановления, ферритизации. Метод пригоден для очистки сточных вод с размещением отходов согласно природоохранным законам и внедрен в нескольких восточно- и западноевропейских странах.

Параметры рабочего раствора регулировать гораздо легче, чем параметры производственного стока. Полученный после очистки шлам 3-го класса опасности можно безопасно захоранивать на городских свалках или использовать как сырье для производства различных технических продуктов, таких как керамика, пигменты и т. п. Обезвреженная вода (до 70 %) может быть возвращена в технологические процессы.

Набор оборудования для осуществления технологии очистки сточных вод с помощью ФФГ наряду с традиционным оборудованием реагентных водоочистных станций имеет специальный генератор для получения нанокомпозиции ФФГ из отходов железа [1].

## Достоинства метода:

- достижение ПДК в соответствии с требованиями Европейского союза;
- возврат воды в производство для технических или оборотных систем;
- депонирование осадка в свалках безопасных отходов;
- отсутствует разделение стоков, все происходит в одном потоке;
- из-за образования ферритов все металлы осаждаются в одном диапазоне pH;
- широкий спектр обезвреживания;

• не вызывает дополнительного засоления воды, чем упрощается ее возврат в производство;

• ФФГ не является химически агрессивным веществом и не представляет опасности для обслуживающего персонала очистных сооружений;

## Недостатки метода:

• громоздкость оборудования.

## 2. Основные этапы получения ферроферригидрозоля

Ферроферригидрозоль получается путем электрохимического растворения стальных отходов в генераторе ФФГ при определенных условиях растворения и при помощи специальных добавок. В генератор помещаются засыпные кассеты-аноды между которыми находятся пластинчатые катоды. Электролитом служит водный раствор проводящих добавок, которые интенсифицируют процесс и стабилизируют образовавшиеся коллоидные наночастицы. Во время электрохимического процесса в растворе происходит оксидация железа и образование ионов железа, которые тут же гидролизуются.

ФФГ – это нечетко определенная композиция и структура, сформировавшаяся в процессах гидролиза ионов железа и полимеризации в водном растворе электролита. Эти процессы создают высокодисперсную твердую фазу из наночастиц в форме золягеля.

Такие системы имеют переизбыток энергии, поэтому отличаются особенной реактивностью и адсобирующими свойствами. Потребляемый ток при напряжении 6–10 В составляет 900–1000 А, а выход ФФГ по току от 90 до 100 %. Производительность генератора 30 л/ч обводненной композиции ФФГ. Окончательно приготовленный раствор должен быть нейтральным (от 6,5 до 9,5 рН).

## Порядок выполнения работы

Кассеты доверху заполняются отходами штамповки стали. Размеры отходов штамповки могут варьироваться в различных пределах, но не превышать 30х50х40 мм.

Загружать кассеты нужно таким образом, чтобы обеспечить наилучший контакт между анодом и загружаемой засыпкой. Отходы углеродистой стали должны быть такими, чтобы при загрузке в кассеты не повредить кассеты и избежать короткого замыкания катодов и анодов.

Генератор заполняется водой до уровня 2/3 высоты кассеты и включается барботаж. Для активации поверхности анодов добавляется в генератор раствор соляной кислоты.

Затем в генератор добавляется вода до уровня 3/4 высоты кассеты. Задаются рабочие параметры процесса (ток, и напряжение).

Дозированно вводятся специальные добавки, позволяющие обеспечить нужную электропроводность.

Необходимо поддерживать уровень воды в генераторе и контролировать температуру раствора. Температура не должна превышать 45 °C.

После 24-часового цикла электролиза необходимо откачать приготовленный  $\Phi\Phi\Gamma$  из генератора. Перед перекачиванием приготовленного раствора  $\Phi\Phi\Gamma$  необходимо произвести его анализ на содержание общего железа. В растворе количество железа должно быть в пределах 22–28 гр/л в соотношении Fe<sup>+2</sup> – 80 %, Fe<sup>+3</sup> – 20 %. Анализ производится в цеховой или заводской лаборатории. Если содержание растворенного железа в растворе меньше, необходимо увеличить время варки.

Так как во время работы генератора кассеты и пластины-катоды зашламляются, то необходимо обеспечить наилучший контакт между анодом и загружаемой засыпкой. Каждые 1,5–2 часа необходимо проводить контроль параметров (ток, напряжение, pH и температура) нанокомпозиции ферроферригдрозоля. Зашламление перфорации происходит за счет растворения стальных пластин, поэтому необходимо проводить очистку кассет и пластин-катодов винипластовой лопаткой. Благодаря этому можно избежать коротких замыканий между кассетами, а также между анодом катодом.

Учитывая, что в каждом генераторе по 11 кассет и пластин-катодов, очищать вручную генератор физически трудно и такой процесс занимает достаточно много времени.

Поэтому мы хотим предложить метод очистки кассет и пластин-катодов с помощью импульсного источника тока. Проведя некоторые вычисления, мы выяснили, что плотность рабочего тока одной кассеты равна 1,5 А/дм<sup>2</sup>. Импульс превышает значение плотности рабочего тока генератора в 2–2,5 раза. Подавая импульс каждые 1,5 часа в течение 20 с можно сократить количество очисток кассет и пластин-катодов до 2 раз в смену. Данный метод позволит физически облегчить и ускорить работу оператора.

### Список литературы

1. Применение ферроферригидрозоля для очистки промышленных стоков / Ю. Будиловскис, Л. Будкина, А. Медведев, С. Шкундина // Технологии в электронной промышленности. 2011. № 1.

# Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ, ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СЕТИ»

# КОММУТИРУЮЩИЙ БЕСПРОВОДНОЙ МОДУЛЬ НА БАЗЕ ПРОГРАММИРУЕМОГО МИКРОКОНТРОЛЛЕРА

Н. А. Беднин, А. Ю. Трущинский (научный руководитель)

ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» 394064 РФ, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а E-mail: ws6@rambler.ru.

В статье представлен беспроводной модуль на базе микроконтроллера Arduino, осуществляющий управление коммутационными устройствами с использованием беспроводных сетей, построенных на технологиях WiFi и Bluetooth.

Ракетно-космическое приборостроение в военной отрасли является перспективной для создания высококачественных приборов для систем связи, обработки телеметрической информации, вычислительной аппаратуры космических аппаратов и наземных пунктов управления. И на сегодняшний день они активно применяются в космических радиоэлектронных системах комплексов связи, навигации, телеметрии, управления дистанционного зондирования Земли, геодезии и наземных средств управления объектами ракетно-космической техники научного и двойного назначения. Из-за высокого роста распространения беспроводных сетей по технологии WiFi появляется возможность дистанционного управления с использованием мобильных устройств из любой точки Земли.

Целью создания беспроводного модуля управления на базе платформы Arduino явилась необходимость дистанционного управления элементами и устройствами комплексов военного назначения по беспроводным сетям с использованием средств широкого потребления.

В данной работе предложена схема беспроводного модуля управления на базе платформы Arduino MEGA 2560, с размещённым на ней модулем Adafruit CC3000 Wi-Fi для подключения к сети Wi-Fi и HC-05 для подключения по Bluetooth (рис. 1).



Рис. 1. Микроконтроллер Arduino MEGA 2560 и модуль Adafruit CC3000 Wi-Fi

Роль коммутируемого устройства выполняет модуль SRD-05VDC-SL, соединенный с микроконтроллером Arduino, а в качестве примера рассматривается электрическая цепь, состоящая из источника питания и источника освещения в виде лампочки (рис. 2).



Рис. 2. Схема подключения

Управление беспроводным модулем управления осуществляется на основе узкоспециализированного программного обеспечения, представляющего собой клиентсерверное приложение с удобным для оператора web-интерфейсом для работы. Кроме того, связь с модулем может осуществляться как по технологии WiFi, так и по технологии Bluetooth, которые встроены во многие портативные устройства.

В состав унифицированного web-интерфейса (рис. 3) включены элементы индикации визуальной информации с коммутационного модуля и управляющие элементы типа «button», при воздействие на которые в микроконтроллер посылается параметр для подачи сигнала на коммутационное устройство.



Рис. 3. Web-интерфейс устройства

Функционирование системы состоит из нескольких этапов. Вначале происходит согласование параметров установки беспроводного шифрованного соединения между пультом управления оператора и модулем управления коммутационными устройствами, по умолчанию используется алгоритм шифрования WP2-PSK. Далее происходит инициализация микроконтроллера, производится запуск и инициализация Web-сервера в беспроводном модуле Adafruit CC3000 согласно программе, записанной в памяти. Устанавливается соединение по беспроводной сети между модулем управления коммутационным устройством и портативным устройством (пульт управления). А после подключения происходит регистрация модуля управления в сети с присвоением ему уни-

кального идентификатора. При этом на данном этапе микроконтроллер отправляет через текстовые сообщения информацию о ходе процесса регистрации модуля управления в сети, в том числе и уникальные присвоенные идентификаторы.

При подключении к модулю управления коммутационными устройствами по технологии Bluetooth алгоритм не меняется, а после подключения оператор может воспользоваться программой Bluetooth Terminal для отправки команд на модуль управления (рис. 4).

D COM14		
	[ Dourse ]	Bluetooth Terminal connected:HC-0
ello, 003000!		Hello, CC3000!
		Free RAM: 2155
C6 RAM: 2155		
		Initializing
		Connected!
ttempting to connect to 223_test		
onnected!		Path: /?L=1
equest DHCD		ONI
P Addr: 192.168.1.33		
letmask: 255.255.255.0	E	
almeny: 192.168.1.1		
HCParts: 192.168.1.2		
WSperv: 192.168.1.3		
astening for connections		
coccoping request		
ction; 192.160.1.213		
Sath: /26-1		
1071	_	
	* 1 [mmt 1 ]	1-4

Рис. 4. Монитор порта микроконтроллера и терминал Bluetooth

При получении команд микроконтроллер их обрабатывает и посылает сигнал на коммутационное устройство. Обе технологии, WiFi и Bluetooth, обеспечивают оператору возможность дистанционного управления с использованием мобильных устройств и требуемыми уровнями безопасности.

Особенностью предложенной схемы с беспроводным программируемым модулем управления на базе платформы Arduino является то, что управление может производиться при помощи любого портативного устройства от мобильного телефона до специализированной аппаратуры.

## КВАЛИМЕТРИЯ ГИБРИДНОГО МЯГКОГО КОНТРОЛЯ КРУПНОГАБАРИТНЫХ ТРАНСФОРМИРУЕМЫХ АНТЕНН КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Е. В. Бикеев, Ю. В. Коловский (научный руководитель)

ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет» 660041, г. Красноярск, просп. Свободный, 79/10 E-mail: kolovskiuv@yandex.ru

Рассмотрены проблемы квалиметрического обеспечения автономного контроля эксплуатационных характеристик современных космических комплексов.

Определяющими факторами в качестве космических спутниковых систем связи и орбитальных обсерваторий являются точность исполнения отражающей поверхности рефлекторов и величина деформаций их рабочих поверхностей в процессе орбитальной эксплуатации.

Современный уровень технологий не позволяет создавать высокоточные крупногабаритные рефлекторы, имеющие высокую стабильность воспроизводимости раскрытия, а также стойкость к значительным перепадам температур открытого космоса. В результате, прогнозируемые деформации крупногабаритных космических конструкций, вызванные нагрузками этапа выведения, а также температурными нагрузками, значительно превышают заложенные проектные допуски.

Для контроля геометрических характеристик крупногабаритных трансформируемых антенн (КТА) в состав антенно-фидерной системы космического аппарата вводятся системы измерения геометрии КТА и механизмы тримминга.

Анализ существующих разработок показал, что система измерения геометрии КТА, реализованная на сканирующем приборе, имеет недостатки по сравнению со статическими приборами. Главным недостатком является малое быстродействие, зависящее от количества измеряемых реперных точек зеркала рефлектора. Суммарное время перенацеливания механизма сканирования и измерения сферических координат 25 реперных точек составляет 6.25 с. К примеру, время измерения координат тех же 25 реперов статическим углоизмерительным прибором на базе КМОП-матрицы Star1000 размером 1024×1024 пикселей составляет 0.25 с. Механизм сканирования, имеющий высокие характеристики по жесткости и прецизионные привода из его состава, добавляет значительную массу сканирующим приборам. В результате чего такие приборы уступают по массогабаритным характеристикам статическим приборам. Наличие подвижных механических частей делает сканирующие приборы менее надежными по сравнению со статическими приборами.

Всех этих недостатков лишена измерительная система на основе двух фотокамер[4–8], в которой измерение координат реперных точек производится с использованием методов фотограмметрии. Для реализации алгоритмов измерения достаточно двух фотокамер, одну из которых можно разместить в непосредственной близости от базовой СК КА. Особенностью фотограмметрической системы измерения является требование к взаимному расположению фотокамер: минимальные погрешности достигаются при угле между визирными осями фотокамер, равном 90° [2]. Такое требование выполняется при расстоянии между камерами, равном размерам самого объекта измерения. Исходя из этого требования, вторую камеру целесообразно устанавливать на несущей конструкции рефлектора – штанге. Сверхширокоугольный объектив (например «рыбий глаз») позволит обеспечить попадание в поле зрения ближайшей к рефлектору фотокамеры всей конструкции рефлектора. Алгоритмы калибровки многокамерных систем позволяют выполнять пространственную привязку фотокамер, тем самым избавляя разработчиков системы от проблемы обеспечения точного позиционирования измерительных приборов относительно друг друга.

Обеспечение приемлемой мощности полезного сигнала по отношению к внешним помехам, таким как звезды, солнце, луна и блики от элементов конструкции КА, можно осуществить за счет применения световозвращяющих пленок космического назначения, наклеивающихся на сетеполотно рефлектора.

Фотограмметрическая система имеет быстродействие, значительно превосходящее сканирующие приборы – до нескольких кГц. Причем скорость измерения в очень малой степени зависит от количества измеряемых реперных точек и в значительной степени обусловлена производительностью боровой вычислительной машины, в которой функционирует программное обеспечение, реализующее алгоритмы обработки фотоснимков.

Быстродействие фотограмметрической системы измерения не только позволяет оценивать медленноменяющиеся температурные деформации конструкции КТА, но и выявлять гармоники собственных упругих колебаний конструкции, вызванных возмущающими воздействиями корректирующих двигательных установок. Частоты, на которых ожидаются наибольшие амплитуды, составляют порядка нескольких десятков герц [3].

Кроме измерения контроль эксплуатационных характеристик антенны включает в себя и управление данными характеристиками [4–7]. Управление радиотехническими характеристиками антенн наиболее целесообразно выполнять с помощью диаграммообразующей схемы, входящей с состав антенны. Перераспределением фаз и амплитуд радиосигнала в фазированной антенной решетке облучающей системы можно корректировать направление электрической оси антенны, тем самым компенсируя её уходы за счет деформаций конструкции.

Были проведены аналитические расчеты имитационное моделирование, исходя из которых выбрана оптимальная логика взаимодействия составных частей системы контроля эксплуатационных характеристик антенны космического аппарата [8–10]. Были определены основные элементы такой системы, сформулированы требования к их техническим характеристикам.

Вышеизложенная концепция построения системы контроля эксплуатационных характеристик антенны космического аппарата позволяет наилучшим образом решить задачу обеспечения заданных в тактико-техническом задании эксплуатационных характеристик антенно-фидерной системы перспективных КА.

#### Список литературы

1. Сайт компании Leica Geosystems [Электронный ресурс]. URL: http://www.leica-geosystems.ru/ru/3D-HDS\_23357.htm (дата обращения 10.03.2015).

2. Сайт компании Geodetic Systems [Электронный ресурс]. URL: http://www.geodetic.com/v-stars/what-is-photogrammetry.aspx (дата обращения 30.06.2015).

3. Зимин В.Н. Экспериментальное определения динамических характеристик крупногабаритных трансформируемых космических конструкций // Вестн. МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. «Машиностроение». 2011. № 1. С. 47–56.

4. Kolovski Y. V., Ten V. P. New Developments of Methods of Highly Precision Measurements of 3 nd Order Deviation Parameters of Surface Shape//Conference ITT-98. Iowa State University, Ohio, USA, 1998. P. 383–387.

5. Коловский Ю.В. Интеллектуальные системы функциональной диагностики и управления бортовыми гибридными зеркальными антеннами // Материалы Междунар. конф. по мягким вычислениям и измерениям. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ ЛЭТИ, 2003. Т. 2. С. 63–66.

6. Лектусаров Е.Н., Миронов В.А., Коловский Ю.В. Нейросетевая стереофотограмметрическая система // Сб. тезисов докл. конф. «Современные проблемы радиоэлектроники»; Красн. гос. техн. ун-т [Электронный pecypc]. URL: http://ire.krgtu.ru/doc/konf107. 2002.

7. Иванов Д. В., Коловский Ю. В. Определение точности калибровки цифровых фотокамер в фотограмметрических системах // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. ст. Красноярск: ИПК СФУ, 2007. С. 493–496.

8. Бикеев Е. В. Конвергентные технологии в когнитивной радиосвязи / Е. В. Бикеев, Ю. В. Коловский // Материалы II Всеросс. науч.-техн. конф. «Системы связи и радионавигации» (27–28 авг. 2015, г. Красноярск) / под ред. В.Ф. Шабанова; АО «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь». Красноярск, 2015. С. 253–256.

9. Бикеев Е.В., Коловский Ю.В. Орбитальный контроль эксплуатационных характеристик антенн с крупногабаритными рефлекторами космических аппаратов // Решетневские чтения: материалы XIX Междунар. науч. конф.: в 2 ч. / Ю.Ю. Логинов (общ. ред.). Красноярск: СибГАУ, 2015. Ч. 1. С. 72–74.

# ОРТОГОНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ СЕТЕЙ СВЯЗИ

### О. Л. Гутковская, Д. Ю. Пономарев (научный руководитель)

Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М.Ф. Решетнева 660014, г. Красноярск, пр. имени газеты «Красноярский рабочий», 31

В данной статье приводится метод анализа телекоммуникационных сетей, позволяющий определить математическую модель распределения трафика по сети в виде системы линейных уравнений с ограничениями.

При эксплуатации телекоммуникационных сетей неизбежно возникает вопросы о повышении эффективности функционирования сети, под эффективностью традиционно понимается надежность и скорость доставки информации. Для количественной оценки показателей эффективности необходимы методы анализа телекоммуникационных сетей, которые позволяют получить математическую или имитационную модель. В данной статье предлагается ортогональная модель телекоммуникационной сети, позволяющая оценить загрузку каналов связи и интенсивность передачи информации по ним, тем самым дающая возможность оценить качество обслуживания передаваемых данных при выбранной стратегии планирования трафика.

Исходными данными для анализа сети служат топология сети, матрица запросов, представляющая собой матрицу размерности DxD, где элемент d<sub>ij</sub> показывает интенсивность потока от i-го источника до j-го приемника.

Анализируемыми характеристиками являются интенсивность поступления трафика и загрузка каналов связи при ограничениях на параметры качества обслуживания. В результате анализа будет определены маршруты прохождения трафика, между каждой парой источник – приемник. Пусть топология сети провайдера представлена в виде ориентированного графа G(N,A), где каждое ребро графа определяет однонаправленный канал связи между узлами, а узлы графа представляют собой коммутационные узлы (пакетные коммутаторы или маршрутизаторы). Как известно [1, 2], в качестве математической модели однонаправленного двухточечного канала связи может выступать одноканальная система массового обслуживания, так как алгоритм обслуживания пакетов в интерфейсе маршрутизатора/коммутатора соответствует модели обслуживания одноканальной СМО. Таким образом, в качестве модели всей сети выступает сеть массового обслуживания. Граф сети массового обслуживания может быть описан матрицей инцидентности I, каждый элемент которой равен -1 или 1 и показывает: входит или выходит ветвь і из узла ј. Тогда в качестве модели коммутационного узла можно использовать сеть массового обслуживания следующего вида рис. 1. В данной модели каждый интерфейс узла коммутации будет представлен одной системой массового обслуживания, которая моделирует выходную часть интерфейса. Соединяя такие блоки в сеть, можно получать различные модели телекоммуникационных сетей.



Рис. 1. Модель коммутационного узла

Основной идеей тензорного метода является то, что все топологии, содержащие одинаковое число ветвей, связаны между собой тензором преобразования, в роли которого могут выступать матрица линейно-независимых разрезов или матрица линейнонезависимых контуров, или объединенная матрица линейно-независимых контуров и разрезов.

Поскольку все сети с топологией, состоящей из одинакового числа ветвей, связаны между собой тензором преобразования, то среди множества проекций можно выделить так называемую примитивную сеть [3]. Примитивная сеть состоит из такого же количества ветвей, как и исследуемая сеть, но количество несвязанных компонент в ней также равно числу ветвей, в связи с чем потоки в каждой ветви примитивной сети оказываются независимыми. Топология примитивной контурной сети показана на рис. 2. Как видно на рис., в примитивной контурной сети каждой контурной интенсивности соответствует интенсивность в соответствующей ветви.



Рис. 2. Примитивная контурная сеть

Топология примитивной узловой сети показана на рис. 3. Как видно на рис., в примитивной узловой сети каждой узловой интенсивности соответствует интенсивность в соответствующей ветви. Под узловой интенсивностью можно понимать сумму потоков, втекающих или вытекающих из узлов.

$$\begin{array}{c} \bullet \\ \hline \\ \hline \\ \hline \\ \hline \\ 1 \end{array} \begin{array}{c} \lambda_1 \mu_1 \rho_1 \\ \hline \\ 2 \end{array} \begin{array}{c} \bullet \\ \hline \\ \lambda_2 \mu_2 \rho_2 \\ \hline \\ \hline \\ n \end{array} \begin{array}{c} \bullet \\ \hline \\ \lambda_n \mu_n \rho_n \\ \hline \\ n \end{array}$$

Рис. 3. Примитивная узловая сеть

Если определить математическую модель простейшего элемента сети, которым является одноканальная СМО, как  $\rho = t\lambda$  или  $\lambda = \mu\rho$  [4], то согласно постулату обобщения Крона: если известна математическая модель, описывающая поведение простейшего элемента, то и система, состоящая из совокупности простейших элементов, будет описана такой же математической моделью только в матричном виде. Следовательно, математическая модель примитивной сети имеет тривиальный вид и для примитивной контурной сети показывает связь контурных интенсивностей с контурными временами обслуживания и контурными загрузками:

$$\begin{bmatrix} \rho_{1} \\ \rho_{2} \\ \\ \\ \rho_{n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{1} & 0 & & 0 \\ 0 & t_{2} & & 0 \\ & & & 0 \\ 0 & 0 & & t_{n} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \lambda_{1} \\ \lambda_{2} \\ \\ \\ \lambda_{n} \end{bmatrix},$$
(1)

где  $\lambda_i$  (i=1...n) – интенсивность поступления, поступающая на вход, элемента сети;  $t_i$  (i=1...n) – среднее время обслуживания;  $\rho_i$  (i=1...n) – загрузка *i*-го элемента.

Или в тензорном виде:

$$\rho_{\tilde{i}} = t_{\tilde{i}\tilde{i}}\lambda^{\tilde{i}} \,. \tag{2}$$

Математическая модель примитивной узловой сети имеет тривиальный вид и показывает связь узловых интенсивностей с узловыми интенсивностями обслуживания и узловыми загрузками:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{1} \\ \lambda_{2} \\ \\ \\ \lambda_{n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu_{1} & 0 & & 0 \\ 0 & \mu_{2} & & 0 \\ & & & 0 \\ 0 & 0 & & & \mu_{n} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \rho_{1} \\ \rho_{2} \\ \\ \rho_{2} \\ \\ \\ \rho_{n} \end{bmatrix}, \qquad (3)$$

где  $\lambda_i$  (i=1...n) – интенсивность поступления, поступающая на вход, элемента сети;  $\mu_i$  (*i*=1...*n*) – интенсивность обслуживания;  $\rho_i$  (*i*=1...*n*) – загрузка *i*-го элемента.

Или в тензорном виде:

$$\lambda^{\tilde{i}} = \mu^{\tilde{j}\tilde{i}} \rho_{\tilde{i}} . \tag{4}$$

В данной статье рассматриваются так называемые ортогональные сети, т. е. сети, которые содержат как замкнутые пути, так и разомкнутые, такие сети можно анализировать, приводя их к одному из двух типов сетей: либо к контурной, либо к узловой [3]. При анализе таких сетей вначале необходимо было определить тензор преобразования от примитивной сети к анализируемой, и после ряда преобразований получалась финальная система линейных уравнений

Наряду с существующими двумя подходами можно предложить метод анализа ортогональных сетей [3], в котором не требуются преобразования над исходной сетью. В таком случае примитивная сеть для ортогональной сети будет состоять из набора примитивных узловых элементов и набора контурных элементов.

Таким образом, в ортогональной сети базисными элементами будет совокупность линейно-независимых контуров и линейно-независимых разрезов. Следовательно, необходимо установить следующее преобразование:

$$\Lambda_{uccnedyemoti\_cemu} = X\tilde{\Lambda}_{npumumus\_cemb}, \qquad (5)$$

где  $\Lambda_{uccnedyemoŭ\_cemu}$  – вектор, содержащий как узловые, так и контурные интенсивности в исследуемой сети;  $\tilde{\Lambda}_{npumumus.\_cemb}$  – вектор примитивных элементов, содержащий как контурные, так и узловые примитивные элементы; X – тензор преобразования.

 $\Lambda_{uccnedyemoid\_cemu}$  для краткости будем называть вектором фазовых [4] интенсивностей исследуемой сети, а  $\tilde{\Lambda}_{npumumus.\_cemb}$  – вектором фазовых интенсивностей примитивной сети.

Определим структуру тензора преобразования Х. Выражения (5) можно записать развернутом виде:



Как видно из (6), тензор преобразования X состоит из двух составляющих: тензора A, который связывает узловые интенсивности примитивной сети с узловыми интенсивностями исследуемой сети, и тензора преобразования C', который связывает контурные интенсивности примитивной сети с контурными интенсивностями исследуемой. Правило получения тензора A аналогично тому, как это было в [3], когда правило получения матрицы C' заключается в том, что необходимо однозначно сопоставить одной контурной интенсивности примитивной сети только одну контурную интенсивность исследуемой сети. A как известно из теории графов, совокупность всех ребер графа делится на ветви и хорды, т. е. контурная интенсивность в исследуемой сети соответствует интенсивности в той ветви примитивной сети, которая после преобразования в исследуемую сеть стала хордовым ребром.

Ниже приведем пример получения матрицы *X*. Пусть дана сеть массового обслуживания (рис. 4).



Рис. 4. Анализируемая СеМО

Для СеМО (рис. 4) введены линейно-независимые контурные интенсивности  $\lambda_{\alpha}$ ,  $\lambda_{\beta}$ ,  $\lambda_{\gamma}$ , и линейно-независимые узловые интенсивности  $\lambda_i$   $i \in (1..9)$ . Система уравнений (6) для СеМО будет выглядеть следующим образом:

Узловые интенсивности  $\lambda_1 = \tilde{\lambda}_1 - \tilde{\lambda}_2 - \tilde{\lambda}_4$  $\lambda_2 = \tilde{\lambda}_2 - \tilde{\lambda}_3 + \tilde{\lambda}_5 - \tilde{\lambda}_6$  $\lambda_1$ -1 0 1 -10 0 0 0 0 0 0 0  $\tilde{\lambda}_1$  $\lambda_2 = \tilde{\lambda}_2$  $\tilde{\lambda}_{2}$  $\lambda_{2}$ 0 1 -1 0 1 -1 0 0 0 0 0 0  $\lambda_4 = \tilde{\lambda}_4 - \tilde{\lambda}_5 - \tilde{\lambda}_7 - \tilde{\lambda}_8$  $\tilde{\lambda}_3$  $\lambda_3$ 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0  $\tilde{\lambda}_{\scriptscriptstyle 4}$  $\lambda_{5} = \widetilde{\lambda}_{7} - \widetilde{\lambda}_{9}$  $\lambda_4$ 0 0  $0 \quad 1 \quad -1 \quad 0 \quad -1 \quad -1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0$  $\tilde{\lambda}_5$  $\lambda_5$ 0 0 0 0 0 0 1 0 -1 0 0 0  $\lambda_{6} = \tilde{\lambda}_{6} + \tilde{\lambda}_{8} + \tilde{\lambda}_{9} - \tilde{\lambda}_{10}$  $\tilde{\lambda}_{_6}$  $\lambda_6$ 0 0 0 0 0 1 0 1 1 -1 0 0  $\lambda_7 = \tilde{\lambda}_{10} - \tilde{\lambda}_{11} - \tilde{\lambda}_{12}$ = .(7)  $\lambda_7$ 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 -1 -1  $\tilde{\lambda}_7$  $\lambda_8 = \tilde{\lambda}_{11}$  $\lambda_8$  $\tilde{\lambda}_8$ 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0  $\lambda_{q} = \tilde{\lambda}_{12}$  $\lambda_9$  $\tilde{\lambda}_{9}$ 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 \_\_\_\_\_ 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0  $ilde{\lambda}_{10}$  $\lambda_{\alpha}$ Контурные интенсивности  $\tilde{\lambda}_{11}$ 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0  $\lambda_{\beta}$  $\lambda_{\alpha} = \tilde{\lambda}_{5}$ 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0  $\tilde{\lambda}_{12}$  $\lambda_{\beta} = \tilde{\lambda}_{6}$  $\lambda_{\nu} = \tilde{\lambda}_{\tau}$ 

В матричном виде система уравнений (7) будет выглядеть следующим образом:

$$\Lambda_{uccnedyemoti\_cemu} = \begin{bmatrix} I'\\ H \end{bmatrix} \tilde{\Lambda}_{npumumus\_cemu}$$

Для получения тензора преобразования между примитивной и анализируемой сетями можно воспользоваться математическим аппаратом теории графов, согласно которому переход между узловыми интенсивностями примитивной к узловым интенсивностям анализируемой сети обеспечивается с помощью матрицы инцидентности без одной строки, а связь между контурными интенсивностями обеспечивается с помощью матрицы хорд. Соответственно, если придерживаться обозначений теории графов, то систему уравнений можно записать в виде

$$\Lambda_{uccnedyemo\tilde{u}\_cemu} = \begin{bmatrix} I'\\ H \end{bmatrix} \tilde{\Lambda}_{npumumus\_cemb}, \qquad (8)$$

где I' – матрица инцидентности без линейно-независимой строки; H – матрица хорд графа.

Алгоритмы получения этих матриц известны, и сложность этих алгоритмов растет

линейно с ростом числа ветвей в сети. Обозначим тензор преобразования  $\begin{vmatrix} I' \\ H \end{vmatrix}$  за X,

тогда уравнение (8) можно привести к следующему виду:

$$\lambda^i = X^i_{\tilde{i}} \lambda^{\tilde{i}} \,.$$

Соответственно, проводя анализ по Крону [3], можно убедиться в справедливости следующих соотношений:

$$\rho_{\tilde{j}} = X^{j}_{\tilde{j}} \rho_{j} ,$$

где  $\rho_{\tilde{j}}$  – фазовые загрузки примитивной сети;  $\rho_{j}$  – значение фазовых загрузок исследуемой сети;

$$\mu^{ji} = \mu^{j\tilde{i}} X_{j}^{\tilde{j}} X_{i}^{\tilde{i}}, \qquad (9)$$

где  $\mu_{ji}$  – матрица фазовых интенсивностей обслуживания исследуемой сети;  $\mu_{ji}$  – матрица фазовых интенсивностей обслуживания примитивной сети.

На основании полученных значений фазовых интенсивностей поступления и фазовых интенсивностей обслуживания значения фазовых загрузок исследуемой сети будут определяться как

$$\rho_{i} = \left(\mu^{ji}\right)^{-1} \lambda^{i} . \tag{10}$$

А значение загрузок в каждой ветви можно определить следующим образом:

$$\rho_{j \text{ semsex}} = X_{\tilde{j}}^{J} \rho_{j} \,. \tag{11}$$

Приведенный анализ справедлив только для одного источника, поэтому чтобы учесть потоки от остальных источников, необходимо данный анализ проводить для каждого источника по отдельности, тем самым получив столько систем уравнений типа (11), сколько существует источников трафика, затем, просуммировав одноименные строки всех уравнений, получается финальная система уравнений, отражающая зависимость интенсивностей потоков в каждом канале связи от загрузок, создаваемых каждым источником. Таким образом, если число источников равно K, то окончательная система уравнений, определяющая загрузки каждой ветви исследуемой сети, будет следующей:

$$\rho_{j\_\text{gembett\_cymmaphoe}} = X_{j}^{j} \sum_{p=1}^{K} \rho_{j\_p} , \qquad (12)$$

где  $\rho_{j_p}$  – вектор узловых загрузок, создаваемая *p*-м источником.

Система уравнений (12) содержит n уравнений, где n – число ветвей в анализируемой сети, а число неизвестных равно  $K \cdot (n-m+1)$ . Следовательно, система уравнений (12) имеет в общем случае бесконечное число решений, это связано с тем, что каждое решение системы уравнений определяет какой-либо маршрут прохождения трафика между парой источник – приемник, а поскольку вариантов прохождения маршрутов существует бесконечное множество, то и система уравнений имеет бесконечное число решений. Систему уравнений (12) можно использовать для анализа трафика двумя способами. Во-первых, из того, что в системе (12) загрузки в каждой ветви выражаются через линейно-независимые интенсивности поступления, поэтому, определив потоки/загрузки только в линейно-независимых ветвях, автоматически определяются и потоки/загрузки в оставшихся ветвях. Второй вариант использования системы уравнений (12) заключается в поиске какого-либо решения, а не в подборе значений линейнонезависимых компонент, при этом полученное решение будет описывать маршруты межу парой источник – приемник, но при таком подходе система уравнений (12) должна решаться с рядом обязательных ограничений в виде системы неравенств. Обязательными ограничениями для системы уравнений (12) является неотрицательность потоков, создаваемых каждым источником, значение суммарного потока в канале связи не должно превышать величину пропускной способности данного канала, величина потока в ветви n от k-го источника не должна превышать величину потока, создаваемого этим источником, а также обеспечить отсутствие появления петлевых маршрутов. Дополнительными ограничениями, накладываемыми на систему уравнений (10), могут быть ограничения сквозной задержки или вероятности потерь каждого типа трафика, создаваемого источником.

Таким образом, решая систему уравнений (12) с учетом неотрицательности потоков или другими ограничениями, накладываемые на качество обслуживания потоков, а также учитывая значения матриц запросов, можно однозначно формировать маршруты прохождения трафика. В свою очередь, если решение системы уравнений (12) совместно с накладываемыми ограничениями найти не удается, то это означает, что объем передаваемых данных превышает пропускную способность данной сети.

В данной статье был представлен ортогональный метод формирования математической модели телекоммуникационных сетей. Полученная математическая модель позволяет определить загрузку и потоки в каналах связи, что, в свою очередь, дает возможность оценить такие важные параметры, как задержка и потер пакетов. Отличительной особенностью данного метода анализа является то, что сеть не надо приводить ни к узловому, ни к контурному виду, как это делается при контурном или узловом методе анализа Большое количество источников и разветвленная инфраструктура сети провайдера, делают задачу управления потоками трафика достаточно сложной, предложенный метод анализа очень хорошо описывает распределения трафика в больших системах благодаря хорошо формализованному матричному математическому аппарату, который остается инвариантным к размеру исследуемой топологии. Также необходимо отметить, что арифметические операции, производимые над матрицами, являются хорошо распараллеливаемыми вычислительными операциями, что позволит на многопроцессорных системах сократить время анализа телекоммуникационных сетей. Преимуществами данного подхода по сравнению с существующими методами является простота получения математической модели, сложность вычисления маршрутов растет линейно с увеличением числа каналов в сети провайдера, в случае если необходимо провести анализ возможности организации маршрута по конкретным ветвям сети. Но если стоит задача в поиске произвольного маршрута, который будет являться решением системы уравнения (12), то накладываемое ограничение на отсутствие маршрутных петель в каждом маршруте увеличивает сложность задачи. Также необходимо отметить, что вид тензора преобразования фазовых переменных определяется матрицей разрезов и контуров исследуемой сети.

#### Список литературы

1. Вишневский В.М. Теоретические основы проектирования компьютерных сетей. М.: Техносфера, 2003. 512 с.

2. Клейнрок Л. Теория массового обслуживания. М.: Машиностроение, 1969.

3. Крон Г. Тензорный анализ сетей. М.: Сов. радио, 1978. 719 с.

4. Воронин А.В. Моделирование технических систем: учеб. пособие. Томск: Изд-во Томского политехн. ун-та, 2013. 130 с.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

В. И. Закиров, А. А. Ковалева, Д. Ю. Пономарев (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: mail9393@bk.ru

Рассмотрены основные дестабилизирующие факторы для проводных и беспроводных сетей передачи данных, представлена имитационная модель воздействий на телекоммуникационную систему, позволяющая учитывать каждое воздействие в отдельности, их совокупность и все угрозы в целом. Приведены результаты моделирования.

С развитием технологий понятия надежности, безопасности и качества обслуживания в телекоммуникационных сетях находятся в постоянной взаимосвязи и имеют особое значение. Для сети Интернет локальный отказ одного из ее элементов крайне редко может влиять на работоспособность системы в целом, так как данная сеть изначально задумывалась как отказоустойчивая, имеющая множество альтернативных направлений для передачи информации. Но для конечного пользователя ситуация несколько иная, его удовлетворенность будет крайне зависима от принципов организации и возможностей защиты от внешних и внутренних угроз на определенном участке сети.

Усилия операторов связи направлены на получение прибыли, что напрямую связано с удовлетворенностью клиента. Не так критичен кратковременный сбой при предоставлении услуг обычным физическим лицам, но совершенно другая ситуация при работе с организациями, особенно если это банковские или государственные структуры. Потеря таких клиентов может быть критична для поставщика услуг.

Таким образом, обеспечение отказоустойчивости будет напрямую влиять на восприятие и качество предоставления услуг. Большинство абонентов будут довольны, если сеть отказоустойчива и способна удовлетворить их по другим параметрам.

Все отказы можно разделить на 3 основные группы: отказ оборудования, сбой в работе программного обеспечения и проблемы с каналами связи.

Проблемы с оборудованием могут происходить по следующим причинам: сбой питания, износ, производственный брак, пренебрежение правилами эксплуатации, установки и перевозки, физическое повреждение, действия внешних злоумышленников, инсайдеры [1] и пр.

Любое технически сложное устройство может быть сломано или иметь некие просчеты при проектировании. При этом телекоммуникационное оборудование достаточно надежно при условии выбора проверенного производителя.

Сбой в работе программного обеспечения может быть связан с пренебрежением правилами эксплуатации и установки программного обеспечения, использованием нелицензионных или сомнительных продуктов, угрозами внешних злоумышленников, инсайдерами и иными сбоями.

Каналы связи бывают двух основных видов: проводные и беспроводные.

Для беспроводных каналов характерны следующие воздействия: помехи, замирания, действия внешних злоумышленников, инсайдеры и пр.

Беспроводной канал представляет собой открытую среду для передачи данных, что несет в себе как положительную, так и отрицательную составляющую. К плюсам можно отнести невозможность физического повреждения такого канала и мобильность абонента, а к минусам – загруженность частотного диапазона, необходимость борьбы с многолучевым распространением при плотной городской застройке, наличие помех и более широкие возможности для злоумышленников. Для проводных каналов характерны следующие воздействия: износ, производственный брак, пренебрежение правилами эксплуатации и монтажа, физические повреждения, действия внешних злоумышленников, инсайдеры и прочее.

Данные каналы при соблюдении всех норм гораздо меньше подвержены помехам и замираниям. При этом вероятность физического повреждения сильно возрастает, особенно при несогласованности проведения работ различными службами. При использовании проводных линий связи пользователь фиксируется территориально, но это не является гарантией отсутствия злоумышленников, им просто требуется физическое подключение к сети.

Но такое разделение весьма условно, так как в современной сети беспроводная сеть может переходить в проводную и обратно. Таким образом, стоит рассматривать все воздействия на сеть комплексно, при необходимости разделяя ее на участки по принципу используемых технологий и характерных угроз.

Возникает необходимость проанализировать влияние от каждой угрозы в отдельности или от комплексной проблемы, включающей в себя все дестабилизирующие факторы или определенную их комбинацию.

С этой целью была разработана имитационная модель воздействий на телекоммуникационную систему (рис. 1). Модель учитывает наиболее характерные угрозы и позволяет получить вероятность безотказной работы, коэффициент готовности и остаточное значение пропускной способности для сети связи в целом. Возможен учет как всего комплекса воздействий, так и каждого вида в отдельности или любых их комбинаций, за счет возможности отключения одного или нескольких блоков.

Модель разработана с использованием программной среды AnyLogic [2]. Пользователю предлагается графическая среда для создания моделей на основе простых и ясных визуальных средств с дополнительным использованием всех возможностей объектно-ориентированного языка Java.

При разработке модели учитывалось наличие беспроводных и проводных участков сети, но основное внимание уделено беспроводной части, так как воздействия на такой канал более разнообразны.

В состав исследуемой сети могут входить: пользовательское оборудование, оборудование доступа к сети, беспроводные точки доступа, станционное оборудование, проводные линии связи, беспроводные каналы и др.

Результатом моделирования является получение значений для коэффициента готовности, вероятности безотказной работы и отношения пропускной способности в настоящей момент к изначальной. Благодаря этому мы можем проанализировать время простоя системы и потери, которые могут возникнуть после той или иной угрозы.

В качестве основных состояний системы используются: work – нормальное работоспособное состояние, fail – отказ системы, attack – внешние вредоносные воздействия, fading – замирания в беспроводном канале, interference – помехи в канале, insider – внутренние угрозы со стороны сотрудников, other – другие воздействия.

Состояние work является простым и наиболее вероятным состоянием системы, в котором коэффициент готовности (Kg) равен единице, а пропускная способность системы (Bandwidth) максимальна (равна единице). Под воздействием различных факторов возможны переходы в другие состояния системы с определенной интенсивностью или вероятностью. Каждое из состояний характеризуется своим значением коэффициента готовности и пропускной способности.

Возможны переходы из состояния work в нерабочие или частично нерабочие состояния: attack, fading, interference, insider и other. При отказе системы переход осуществляется из вышеуказанных состояний в состояние fail.



Рис. 1. Имитационная модель воздействий на сеть передачи данных

Для каждого перехода задается интенсивность перехода ( $\lambda$ ) или вероятность перехода (р). Интенсивности подбирались таким образом, чтобы как можно более соответствовать действительности.

Интенсивности переходов в рабочие состояния значительно больше интенсивностей переходов в прочие состояния. Интенсивности перехода в состояния с большим коэффициентом готовности много выше, чем интенсивности переходов в состояния с меньшим коэффициентом готовности. В случае успешной атаки, воздействия инсайдера, замирания, помехи или другого воздействия, влекущего за собой отказ, переход возможен только в неисправное состояние. Возможны и такие переходы, когда система остается в том же состоянии.

Отказ сети представляет собой сложное состояние, состоящее из пяти состояний – отказ в соединении (connection), отказ программного обеспечения (software), отказ оборудования (equipment), отказ питания (power) и начальное состояние перед отказом одной из систем (problem).

Состояние attack также является сложным и состоящим из следующих состояний:

– переходное состояние (aggression) – состояние перед непосредственным началом попытки атаки, когда злоумышленник уже находится в сети;

– состояние подмены устройства (substitutiondevice) – в случае неавторизированного доступа;

- состояние перехват (intercept) - в случае перехватов пакетов сети;

 – состояние начала модификации сети (modification) – в случае попытки изменить структуру сети или модифицировать ее с какой-то целью;

– состояние дальнейшей модификации сети (modificationsystem) – когда уже произошло частичное перестроение сети;

– состояние полной модификации сети (modificationsuccess) – когда сеть полностью изменена в соответствии с желаниями злоумышленника; – состояние начала отказа в обслуживании (denialofservice) – в случае попытки лишить обслуживания абонентов сети;

- состояние частичного отказа в обслуживание (continued);

- состояние успешной атаки направленной на отказ в обслуживании (success);

- состояние заражения системы (virus);

– состояние дальнейшего заражения (virusinsystem) – когда антивирусная система не смогла сразу обнаружить угрозу;

- состояние успешного внедрения вредоносных программ (successvirus);

– состояние начала атаки направленной на переполнение системы (overflow) – когда начинает внедряться большое количество пакетов в сеть;

- состояние дальнейшего переполнения (continuationoftheattack);

- состояние успешного переполнения системы (successfulattack);

состояние физического нападения (physicalimpact) – когда осуществляется физическая атака;

– состояние успешного проникновения (penetration) – когда злоумышленник получил физический доступ к системе;

– состояние успешного физического нападения (success) – когда цели злоумышленника достигнуты.

Состояние замирания (fading) является сложным и включает в себя три степени замирания: не влекущее за собой серьезных последствий (normal), имеющее значительное воздействие (bad), критическое замирание, способное привести к отказу (critical).

Состояние наличия помех (interference) также сложное и включает в себя три степени воздействия помех: небольшие помехи (weak), серьезные помехи (serious), опасный уровень помех (danger).

Состояние воздействия инсайдеров (insider) является сложным и учитывает действия внутри системы как преднамеренные (deliberate), так и связанные со случайностями (random).

Состояние другие факторы (other) включает в себя: брак и недоработки производителя в программном обеспечении или оборудовании (defect), физические воздействия на элементы системы (оборудование, каналы и пр.) по причинам, не зависящим от человека (damage), небрежность персонала и несоблюдение правил эксплуатации (negligence), поломки, связанные с износом (deterioration).

В состоянии отказа (fail) пропускная способность (Bandwidth) и коэффициент готовности (Kg) равны нулю, а вероятность отказа (P) равна единице.

С помощью введения простых переменных мы можем фиксировать изменение коэффициента готовности системы и вероятности отказа. В рабочем состоянии он равен Kg=1, a P=0, а во всех остальных состояниях меняется. Для получения среднего значения вероятности нахождения системы в рабочем состоянии используются объекты сбора статистики – например, статистика (statistics для kg и statistics1 для P).

Помимо использования фиксированных значений интенсивностей и вероятностей переходов возможно использование сложных аналитических моделей, в частности в настоящей работе используются механизмы сетей Петри – Маркова для расчета вероятности успешной атаки направленной на подмену доверенного объекта сети, предложенные в [3]:

$$P(t) = 1 - e^{-t/\tau},$$
 (1)

где P(t) – зависимость вероятности успешной реализации атаки от времени t,  $\tau$  – среднее время перехода по всей сети Петри – Маркова (в нашем случае 14,5 с.).

Разработанная имитационная модель может быть использована для исследования влияния различных способов резервирования, борьбы с замираниями и помехами, организации внутренней и внешней защиты системы на значения коэффициента готовности, простоя, пропускной способности и других показателей и характеристик.

Для наглядности в таблице приведены результаты моделирования для каждого вида воздействий.

Таблица

Вид воздействия	Коэффициент	Пропускная	Вероятность
	готовности	способность	отказа
Внешние вредоносные воздействия	0,995	0,9	0,005
Замирания в беспроводном канале	0,996	0,985	0,004
Помехи в канале	0,997	0,990	0,003
Инсайдеры	0,998	0,987	0,002
Другие воздействия	0,997	0,994	0,003
Комплексное воздействие	0,984	0,881	0,016

Результаты моделирования

В заключение стоит отметить, что предложенная имитационная модель способна учитывать большинство факторов и воздействий на современную сеть передачи данных, при этом позволяет получить данные для каждой угрозы в отдельности или совокупности проблем. Во многом результаты будут зависеть от правильности и точности задания исходных данных, что может представлять определенные проблемы. В частности достаточно сложно оценить действия инсайдеров, так как они могут быть просто не замечены. В качестве исходных данных возможно использование статистических данных, но в данном случае результаты будут индивидуальны для конкретной сети. В связи с этим более предпочтительно использование максимально реалистичных математических механизмов и дальнейшее совершенствование имитационной модели с целью получения достоверных результатов.

#### Список литературы

1. Баранов В.А. Формализация определения понятия инсайдеров в вычислительных системах // Проблемы информационной безопасности. Компьютерные системы. СПбГПУ, 2010. № 2. С. 56–63.

2. Карпов Ю.Г. Имитационное моделирование систем. Введение в моделирование с AnyLogic 5. СПб.: БВХ-Петербург, 2005. 400 с.

3. Радько Н.М., Скобелев И.О. Риск-модели информационно-телекоммуникационных систем при реализации угроз удаленного и непосредственного доступа. М.: РадиоСофт, 2010. 232 с.

## КОЛИЧЕСТВЕННЫЕ ОЦЕНКИ ЭНТРОПИИ НА ОСНОВЕ УПОРЯДОЧЕННОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ОТНОШЕНИЙ ВЕРОЯТНОСТЕЙ, ЗАДАННЫХ АПРИОРНО

### Е. Р. Калабухов, Я. И. Бульбик (научный руководитель)

Институт иженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: johnk06101995@gmail.com

The quantitative estimations, without theoretically explicit calculation, are often used in some common proofs of information theory theorems as well as for an efficiency evaluation at information coding. The paper concerns a small modification of the well-known proof the extremal property entropy, defined at uniformly distributed probabilities of the  $x_i$  – elements data, being compared with any other probability distributions of the same number  $x_i$  – occurences.

Количественные оценки без теоретически точных вычислений часто используются в доказательствах общих теорем теории информации и также в оценке эффективности кодирования информации [1]. Настоящая статья относится к небольшой модификации известного доказательства экстремального свойства энтропии, определённой при равномерном распределении вероятностей  $x_i$  – элементов состояния данных, при сравнении с любыми другими распределениями вероятностей появления того же числа элементов.

Действительно, если вероятности  $p_i^*$  появления дискретных состояний  $x_i$ ; *i*=1,2,...*m* равновозможны ( $p_1^* = p_2^* = ... = p_m^* = \frac{1}{m}$ ), то энтропия

$$H^* = -\sum_{i=1}^m \frac{1}{m} \log_2 \frac{1}{m} = \log_2 m = \sum_{i=1}^m p_i^* \log_2 m.$$
(1)

Энтропия при различающихся вероятностях  $p_i$ , появления состояний  $\{x_i\}$ 

$$H = -\sum_{i=1}^{m} p_i \log_2 p_i .$$
 (2)

Разность энтропий в соответствии с соотношениями (1) и (2) равна

$$H^{*} - H = \sum_{i=1}^{m} p_{i}^{*} \log_{2} m - \left(-\sum_{i=1}^{m} p_{i} \log_{2} p_{i}\right) =$$
  
=  $\sum_{i=1}^{m} [p_{i}^{*} \log_{2} m + p_{i} \log_{2} p_{i}] = \sum_{i=1}^{m} p_{i}^{*} [\log_{2} m + \frac{p_{i}}{p_{i}^{*}} \log_{2} p_{i}] =$   
=  $\sum_{i=1}^{m} p_{i}^{*} \log_{2} [m(p_{i}^{*} \eta_{i})^{\eta_{i}}],$  (3)

где  $\eta_i$  – упорядоченная по *i*-индексам последовательность отношений вероятностей  $(\eta = \frac{p_i}{p_i^*}; i=1,2...m).$ 

Из свойства экстремальности энтропии  $H^*$  следует, что разность энтропий, определённая количественной зависимостью (3), может служить мерой степени приближения некоторого распределения состояний  $\{x_i\}$ к равновероятному. Для оценки асимптотики зависимости (3) обратимся к известному неравенству  $\ln x \le x - 1$ , которое графически поясняется на рис. 1. Из них видно, что неравенство превращается в равенство только в одной точке x=1.



Рис. 1. Графическая интерпретация неравенства  $\ln x \le x - 1$ 

Полагая в указанном равенстве  $x = \frac{1}{\nu}$ , получаем  $\ln(\frac{1}{\nu}) \le \frac{1}{\nu} - 1$ , откуда следует

$$\ln \nu \ge 1 - \frac{1}{\nu},\tag{4}$$

что при переходе от натуральных логарифмов к двоичным приводит к вспомогательному неравенству

$$\log_2 \nu \ge (1 - \frac{1}{\nu}) \log_2 e$$
, (5)

которое при  $v = m(p_i^* \eta_i)^{\eta_i}$  позволяет переписать зависимость (3) в форме неравенства

$$H^* - H \ge \left[\sum_{i=1}^{m} p_i^* \left(1 - \frac{1}{m(p_i^* \eta_i)^{\eta_i}}\right)\right] \log_2 e_.$$
(6)

Пусть степень приближения множества дискретных состояний  $\{x_i\}_{i=1}^m$  к равновероятному характеризуется отклонением последовательности отношений  $\{\eta_i\}_{i=1}^m$  от её единичных значений. Тогда при  $\{\eta_i\}_{i=1}^m \to \{1\}_{i=1}^m$  из неравенства (6) следует

$$\frac{1}{\log_2 e} (H^* - H) \ge \left[\sum_{i=1}^m p_i^* (1 - \frac{1}{m(p_i^* \eta_i)^{\eta_i}})\right] = \sum_{i=1}^m p_i^* - \sum_{i=1}^m \frac{1}{m} = 0.$$
(7)

Таким образом, неравенство (6) может быть использовано в оценке эффективности различных схем кодирования информационного массива данных, каждая из которых является совокупностью подмножества,  $\{x_i\}$  при различающихся вероятностях их появления путём их сравнения относительно гипотетически равномерного распределения вероятностей и определения минимума  $(H^* - H)$ .

### Список литературы

1. Кудряшов Б.Д. Теория информации: учебник для вузов. СПб.: Питер, 2009. 320 с.

## МЕХАНИЗМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТРАФИКОМ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ

### А. А. Ковалева, Д. Ю. Пономарев (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28

Быстрое развитие мультисервисных сетей способствовало значительному улучшению качества предоставляемых услуг населению (Интернет, кабельное телевидение, телефония и др.). В настоящее время в сети появляются все новые и новые виды сервисов и приложений, у которых есть свои требования к параметрам сети, такие как задержки, скорость передачи данных и др. Вследствие этого растут объемы передаваемых и получаемых данных, но так как это происходит в рамках уже имеющейся системы связи, то необходимо заново изучать и разрабатывать подходы к управлению трафиком.

Важная задача системы управления трафиком – это обеспечение качества обслуживания (Quality of Service, QoS), характеризующее техническую способность обеспечить доступность необходимых ресурсов сети некоторому сервису в соответствии с заданными требованиями. Приложения с помощью механизмов QoS могут запросить и получить необходимый им уровень пропускной способности, временного разброса задержки отклика, общей задержки передачи данных. Также для оценки качества услуг существует понятие «качество восприятия» (Quality of Experience, QoE), которое характеризует уровень предоставляемых услуг с точки зрения клиента, независимо от архитектуры сети и используемых в ней протоколов. С учётом субъективного характера QoE (в отличие от QoS) задача распределения сетевых ресурсов становится нетривиальной.

Стремясь улучшить уровень качества услуг, оператору необходимо соблюдать баланс между качеством восприятия и получаемой экономической выгодой от предоставления данных услуг. Когда доступ к источникам информации происходит по каналу связи с малой пропускной способностью, задача разработки и реализации методов организации управления трафиком, обеспечивающих наилучшее качество восприятия у клиентов сети с соблюдением требуемого качества обслуживания, становится наиболее критичной.

Архитектура поддержки QoS определяет набор сетевых механизмов, которые делятся на три логические области: области контроля, области данных (информационной области) и области административного управления. Механизмы QoS контрольной области выполняют следующие задачи:

• контролируют поступление и передвижение нового трафика через сеть;

• определяют возможность наступления перегрузки сети в результате появления дополнительного трафика или уменьшения уровня качества обслуживания уже имеющегося трафика в сети;

• определяют путь, который соответствует требованиям QoS для конкретного потока данных, выбранный маршрут может отличаться от кратчайшего пути;

• резервирует ресурсы, а наиболее используемым механизмом для этого является протокол RSVP.

Область данных работает с трафиком от пользователя и имеет значительный набор механизмов, которые описаны ниже. Управление буферами (очередями) – один из механизмов области данных. Основная задача - уменьшение длин очередей пакетов на передачу, верное распределение буферного пространства между различными видами потоков данных. Существуют несколько алгоритмов обработки очередей, такие как RED, WRED, Tail drop. Вышеуказанные алгоритмы имеют значительные отличия, самый простой из них – это Tail drop. Данный алгоритм не разделяет трафик по типам, все поступающие пакеты попадают в один буфер, которому задан максимальный размер, если в буфере заканчивается место, то вновь пришедший пакет просто отбрасывается. Однако при такой организации возникают большие очереди, вследствие чего происходят задержки в передаче данных.

Алгоритм RED эффективен при небольших размерах очередей. Для работы алгоритма необходимо указать: минимальный размер очереди, после которой начнется выборочное уничтожение пакетов, максимальный предел, в рамках которого алгоритм будет стараться удерживать длину данной очереди, и число пакетов, которое можно принять сверх максимального предела, а также максимальный размер очереди и средний размер пакета. Данные критерии позволяют алгоритму RED более гибко управлять очередями.

Алгоритм WRED является расширением RED, имеет возможность установить несколько разных пороговых значений размера очереди, каждое из которых связано с конкретной реализацией QoS.

Еще один механизм области данных – предотвращение перегрузок. Используют два метода: уменьшение трафика, который поступает в сеть, и поддержка уровня нагрузки не выше возможностей пропускной способности канала связи.

Маркировка пакетов используется как механизм области данных. Пакеты маркируются по классам обслуживания, в основном маркировка используется для тех пакетов, которые могут быть отброшены в случае перегрузки.

Формирование, правила обработки и классификация трафика также являются механизмами области данных.

Формирование трафика – означает контроль скорости и объема пакетов на входе сети, для этого существуют алгоритмы Leaky Bucket ("дырявое ведро") и Token Bucket ("ведро с жетонами"). При использовании Leaky Bucket скорость пакетов на выходе из узла становится постоянной и она не зависит от скорости на входе в данный узел, при переполнении буфера пакеты сбрасываются. Token Bucket противоположен вышеописанному алгоритму, скорость не регулируется, и пакеты не сбрасываются, скорость выхода пакета из узла зависит от того, есть ли в накопителе жетоны, как только пакет получит жетон, он сможет покинуть узел.

Блок правил обработки определяет согласованность правил обработки входящего трафика. Классификация трафика происходит по принципу общего требования к качеству обслуживания.

Административное управление связано с эксплуатацией, администрированием, доставкой пользовательского трафика. Основными возможностями области административного управления являются: контроль скорости потока данных в сравнении с согласованной в SLA скоростью, маршрутизация по заданным правилам, фильтрация пакетов на основе заданных правил (маркировка или отбрасывание пакетов), регистрация заданных потоков, правила обработки, связанные с безопасностью.

Помимо этого, еще в 90-х гг. были разработаны две категории моделей и механизмов для обеспечения качества обслуживания в сети Интернет, названия данных категорий соответствуют названиям рабочих групп Комитета IETF, которые их разрабатывали – Integrated Services модель интегрированных услуг (или IntServ) и модель дифференцированных услуг Differentiated Services (DiffServ). Указанные технологии имеют разный принцип работы, IntServ основывается на принципе резервирования ресурсов, DiffServ использует более гибкие механизмы обеспечения QoS, такие как деление трафика, на классы в приграничных узлах, таких классов может быть до 32.

Гарантированная полоса пропускания, увеличение производительности сетевого оборудования, увеличение пропускной способности магистралей – все это может являться решением проблемы обеспечения требуемого качества обслуживания в сетях IP. Однако существует более рациональный метод обеспечения требуемых показателей качества обслуживания – это применение моделей и механизмов управления ресурсами и потоками данных. Это позволит эффективно использовать ресурсы сети для большого набора различных приложений, включая и наиболее критичные к задержкам аудио- и видеоприложения реального времени.

Многие занимались изучением проблемы управления трафиком, но на данный момент она не утратила актуальности. Все еще остались нерешенные задачи, такие как отсутствие моделей и алгоритмов для пульсирующего трафика, отсутствие методов расчета показателей качества систем с мультимедийным трафиком, отсутствие строгой базы моделей, учитываемых при проектировании сетей с мультимедийным трафиком.

#### Список литературы

1. Яновский Г.Г., Бонч-Бруевич М.А. Качество обслуживания в сетях І // Вестник связи. № 1. С. 36.

2. Кучерявый Е.А. Управление трафиком и качество обслуживания в сети. Интернет. Наука и техника. С. 336.

3. Введение в систему управления трафиком [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.hardline.ru/4/86/1682/
### РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ МАРШРУТИЗАЦИЯ В MESH-CETЯХ

### С. С. Колесников, Д. С. Миндибеков, Р. В. Стукалов, К. Э. Гаипов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28

В данной статье предлагается подход к синтезу mesh-сетей, позволяющий при заданном частотном диапазоне определить необходимое число связей между базовыми станциями, а также полосу частот каждого канала, обеспечивая при этом минимальное время задержки передачи данных.

Современные сети, построенные по топологии Mesh, за последние пару лет получили большое признание. Масштабы проектов увеличились до тысячи точек доступа с подключением к ним десятков тысяч абонентов. Mesh-сети представляют наиболее интересные решения, так как объединяют современные сетевые и радио технологии, тем самым обеспечивая требования пользователя (мобильность, QoS, безопасность). Такие сети строятся на принципах структурной и функциональной самоорганизации, повышая производительность и улучшая показатели качества обслуживания. Самоорганизация позволяет своевременно и оперативно эффективно функционировать при изменении состояния сети, например, при выходе из строя или перегрузках сетевых узлов, колебаниям поступления трафика, при добавлении в сеть новых узлов и т. д. Эффективность работы самоорганизующейся сети может быть увеличена за счет усовершенствования сетевых протоколов, отвечающих за распределение сетевых ресурсов. К подобного рода ресурсам прежде всего относятся сетевой трафик (информационный ресурс), пропускные способности каналов связи (канальный ресурс), очереди (буферный ресурс), а также частоты или частотные каналы (частотный ресурс), что особенно важно для беспроводных сетей [1]. В результате анализа решений по распределению частотных каналов, маршрутизации и энергоёмкости установлено, что все они привязаны к какой-то одной технологии и не решают задачу согласованного распределения частотных и канальных ресурсов гетерогенной сети. Поэтому актуальной задачей становится разработка метода оптимизации использования ресурсов mesh-cetu, который учитывает не только частотный ресурс, но и канальный ресурс сети. Фактически данная задача решена в статье [2]. Математическая модель, представленная в данной работе, является оптимальной для mesh-сетей с использованием технологии Wi-Fi. Особенностью технологии Wi-Fi является механизмы доступа к среде, которые имеют ограниченное количество каналов и их фиксированные полосы, что не позволяет адаптировать данный механизм к mesh-сетям с разными технологиями доступа к среде передачи, способами разделения каналов, имеющие произвольное количество каналов, а также их частотной полосы пропускания. В связи с чем в данной статье предлагается подход к синтезу mesh-сетей, позволяющий при заданном частотном диапазоне определить необходимое число связей между базовыми станциями, а также их ширину пропускания, обеспечивая при этом минимальное время задержки передачи данных.

Пусть дано m узлов mesh-сети, которым выделяется диапазон частот  $\Delta F$ , источники и приемники трафика подсоединены к L узлам, где L $\leq$ m. Каждый источник генерирует трафик для k приемников при том, что k $\leq$ m. Задача заключается в определении необходимого числа радиоканалов между базовыми станциями, ширины частотного канала и оптимального распределения трафика по критерию минимального числа пакетов, находящихся на обслуживании. Далее рассмотрим принцип определения связей между узлами mesh-сети на примере топологии. Каждая станция может содержать m-1 приемопередающих модулей, которые имеют круговую диаграмму направленности. Таким образом узел образует двухсторонние каналы связи с устройствами, которые попадают в зону покрытия узла. Радиус действия антенны можно посчитать по формуле

$$R = \sqrt[4]{\frac{P_{u3A}G_A^2 S_3 \lambda^2}{(4\pi)^3 P_{min}}},$$
 (1)

где  $P_{u_{3,n}}$  – мощность на выходе передающей антенны;  $G_A^2$  – коэффициент направленности антенны;  $S_9$  – эффективная площадь антенны;  $P_{min}$  – мощность, которая характеризуется чувствительность приемника;  $\lambda^2$  – длина волны сигнала [3].

Заменяя каждый канал связи системой массового обслуживания, получают топологию, представленную на рис. 1.



Рис. 1. Сеть массового обслуживания

После построения топологии необходимо определить маршруты от приёмника до получателя, в нашем случае приемники и получатели будут узлы под номерами 1, 3, 5, 9, 10. В идеальном варианте необходимо использовать алгоритм поиска всех кратчайших путей [4], но для демонстрации используется 1 или 2 случайных кратчайших путей. Пример базовых потоков от первого узла изображен на рис. 2. Также определены в численном суммы потоков от узла получателя до узла приемника, предложенная модель позволяет передавать один поток информации по нескольким маршрутам.

В качестве математической модели каналов связи mesh-сети используются системы массового обслуживания M/M/1 – это система с одной обслуживающей линией, пуассоновским входящим потоком, показательным распределением обслуживания и дисциплиной обслуживания в порядке поступления трафика. Среднее число пакетов, находящихся на обслуживании, во всех системах будет определяться следующим образом:

$$F = \sum_{i=0}^{n} \frac{\frac{\lambda_i}{\mu_i}}{1 - \frac{\lambda_i}{\mu_i}}, \quad \lambda \ge 0, \ \mu \ge 0, \tag{2}$$

где  $\lambda_i$  – интенсивность поступления пакетов на *i*-м канале связи, определяется по формуле (3);  $\mu_i$  – интенсивность обслуживания трафика на *i*-м канале связи.

$$\lambda_i = \sum_{a=1}^{b^i} \lambda_a, \tag{3}$$

где *b<sup>i</sup>* – потоки, проходящие через *i*-й канал.



Рис. 2. Пример маршрутов от первого узла

Под интенсивностью обслуживания понимается скорость передачи данных через каждый беспроводной канал связи, -общее количество каналов связи в сети. Пусть скорость передачи определяется по формуле

$$\mu_i = \Delta f_i log_2 N, \tag{4}$$

где  $\Delta f_i$  – ширина *i*-го канала связи ( $\Delta f \ge 0$ ); N – индекс многопозиционного сигнала.

Зададим ограничения к целевой функции. Для того чтобы избежать интерференции в mesh-сети, необходимо выполнить следующее условие для k узла:

$$\sum \Delta f_{k,j} + \sum \Delta f_{j,m} \le \Delta F,\tag{5}$$

где  $\Delta f_{k,j}$  – канал связи от к-го узла к j-му узлу;  $\sum \Delta f_{j,m}$  – канал связи от j-го узла к m-му узлу (включая узел k).

Также необходимо, чтобы сумма всех потоков в канале не превышала скорости канала связи:

$$\sum \lambda_k \le \Delta f_k \log_2 N \quad , \tag{6}$$

где  $\lambda_k$  – поток проходящий через k-й канал связи;  $\Delta f_k log_2 N$  – скорость k-го канала связи.

Так как наикратчайших путей может быть несколько от  $K_{nepedamvuk}$  до  $K_{npuemnuk}$ , должно выполняться следующее условие:

$$\lambda_i = \sum_n \lambda_i^n,\tag{7}$$

где  $\lambda_i$  – суммарный поток между каждой парой приемник-передатчик.

Перед началом оптимизации были определены начальные значения частот и потоков при общей полосе частот, равной  $\Delta F = 20$  МГц,  $F_{HU,WHRRR} = 100$  МГц,  $F_{GEPXHRR} =$ 

= 120 МГц. Значение целевой функции в данном случаи равняется F = 12,9, что достаточно много для такой сети, учитывая небольшую скорость потоков данных. После решения задачи нелинейного программирования с линейными ограничениями значение целевой функции приняло значение  $F = 2.3 \cdot 10^{-7}$ , что свидетельствует о успешной минимизации функции, рассчитанные значения переменных в ходе оптимизации расположены в табл. 1 и 2, точность значений переменных принимается  $1\kappa\Gamma$ ц и  $1\kappa$ бит/с соответственно, также были определены центральные частоты каналов, которые распределены с учетом взаимного влияния друг на друга.

Значения ширины каналов

$f_1 = 1.112 \; \mathrm{M}$ Гц	$f_8 = 1.682  \mathrm{M}$ Гц	$f_{15} = 0  \text{M}$ Гц	$f_{22} = 0.884 \mathrm{M}$ Гц
$f_2 = 1.377  \mathrm{M}$ Гц	$f_9 = 0.748  \mathrm{M}$ Гц	$f_{16} = 0  \mathrm{M} \Gamma$ ц	$f_{23} = 0.191  \mathrm{M}$ Гц
$f_3 = 1.043  \mathrm{M}$ Гц	$f_{10} = 0.754 \mathrm{M}$ Гц	$f_{17} = 1.397  \mathrm{M}$ Гц	$f_{24} = 0.894 \mathrm{M}$ Гц
$f_4 = 1.362 \; { m M}{\Gamma}$ ц	$f_{11} = 0.429  \mathrm{M}$ Гц	$f_{18} = 0.422  \mathrm{M}$ Гц	$f_{25} = 0.629 \mathrm{M}$ Гц
$f_5 = 1.672  \mathrm{M}$ Гц	$f_{12} = 0.933 \mathrm{M}$ Гц	$f_{19} = 0.9637  \mathrm{M}$ Гц	$f_{26} = 0.884  \mathrm{M}$ Гц
$f_6 = 1.577  \mathrm{M}$ Гц	$f_{13} = 1.125  \mathrm{M}$ Гц	$f_{20} = 0.782  \mathrm{M}$ Гц	
$f_7 = 1.021  \text{M}$ Гц	$f_{14} = 0.364 \mathrm{M}$ Гц	$f_{21} = 0.591 \mathrm{M}$ Гц	

Таблица 2

Таблица 1

Значения центральных частот каналов

$f_{u1} = 106.245 \ { m M}$ Гц	$f_{u8} = 114.095 \mathrm{M}$ Гц	$f_{u15} = 0$ МГц	$f_{y22} = 111.99 \mathrm{M}$ Гц
$f_{\mu 2} = 100.688 \mathrm{M}$ Гц	$f_{u9} = 108.43 \mathrm{M}$ Гц	$f_{u16} = 0$ МГц	$f_{u23} = 112.528 \mathrm{M}$ Гц
$f_{y3} = 101.898  \mathrm{M}$ Гц	$f_{u10} = 109.182 \mathrm{M}$ Гц	$f_{y17} = 110.258 \mathrm{M}$ Гц	$f_{y24} = 117.129 \mathrm{M}$ Гц
$f_{y4} = 103.102$ МГц	$f_{y11} = 109.182 \mathrm{M}$ Гц	$f_{y18} = 112.432 \text{ M}$ Гц	$f_{y25} = 112.938 \mathrm{M}$ Гц
$f_{y5} = 104.62  \mathrm{M}$ Гц	$f_{y12} = 101.898 \mathrm{M}$ Гц	$f_{y_{19}} = 115.418 \mathrm{M}$ Гц	$f_{y26} = 118.018 \mathrm{M}$ Гц
$f_{ m \mu 6} = 106.245 \; { m M}$ Гц	$f_{\mu 13} = 119.388 \mathrm{M}$ Гц	$f_{u20} = 116.291 \mathrm{M}$ Гц	
$f_{y7} = 107.545  \mathrm{M}$ Гц	$f_{u14} = 118.64  \text{M}$ Гц	$f_{u21} = 111.252 \text{ M}$ Гц	

Таблица 3

$\lambda_1 = 0.489  { m Mбит/c}$	$\lambda_{11} = 0.775$ Мбит/с	$\lambda_{21} = 1.103$ Мбит/с	$\lambda_{31} = 0.512  \text{Мбит/c}$
$\lambda_2 = 0.510 \text{ Мбит/c}$	$\lambda_{12} = 0.724$ Мбит/с	$\lambda_{22} = 0.896$ Мбит/с	$\lambda_{32} = 0.487  \text{Мбит/c}$
$\lambda_3 = 0.25  \text{Мбит/c}$	$\lambda_{13} = 0.401$ Мбит/с	$\lambda_{23} = 0.484$ Мбит/с	$\lambda_{33} = 0.766$ Мбит/с
$\lambda_4 = 0.579  \text{Мбит/c}$	$\lambda_{14} = 0,598$ Мбит/с	$\lambda_{24} = 0.515$ Мбит/с	$\lambda_{34} = 0.733$ Мбит/с
$\lambda_5 = 0.192  \text{Мбит/c}$	$\lambda_{15} = 0.654$ Мбит/с	$\lambda_{25} = 0.923$ Мбит/с	$\lambda_{35} = 0.413$ Мбит/с
λ <sub>6</sub> = 0.176 Мбит/с	$\lambda_{16} = 0.845$ Мбит/с	$\lambda_{26} = 0.826$ Мбит/с	$\lambda_{36} = 0.086$ Мбит/с
$\lambda_7 = 0.328  \text{Мбит/c}$	$\lambda_{17} = 0.124$ Мбит/с	$\lambda_{27} = 0.193$ Мбит/с	$\lambda_{37} = 0.535$ Мбит/с
$\lambda_8 = 0.25 \text{ Мбит/с}$	$\lambda_{18} = 0.375$ Мбит/с	$\lambda_{28} = 0.056$ Мбит/с	$\lambda_{38} = 0.464  \text{Мбит/c}$
$\lambda_9 = 1.16$ Мбит/с	$\lambda_{19} = 0.529$ Мбит/с	$\lambda_{29} = 0.309$ Мбит/с	
$\lambda_{10} = 0.839 \text{ Мбит/с}$	$\lambda_{20} = 0.47$ Мбит/с	$\lambda_{30} = 0.191  \text{Мбит/c}$	

В данной статье предлагается подход к синтезу mesh-сетей, позволяющий при заданном частотном диапазоне определить необходимое число связей между базовыми станциями, а также их ширину пропускания, обеспечивая при этом минимальное время задержки передачи данных. С математической точки зрения – это задача нелинейного программирования, которая решается с помощью генетического алгоритма с применением итерационного метода для более точного определения минимума данной функции. После решения задачи оптимизации можно отметить, что значение целевой функции уменьшилось более чем на шесть разрядов. Все базовые потоки распараллелены,

#### Значение потоков

нулевых потоков нет, т. е. предложенный алгоритм не производит минимизацию числа потоков в сети. Для 15 и 16-го каналов связи значения ширины частотного диапазона определены как нулевые, так как через данные каналы маршруты не проложены, что свидетельствует об уменьшении количества каналов в mesh-сети. Имея ограниченный частотный диапазон, в сети частоты использовались повторно на 3-м и 12-м, 1-м и 6-м, 10-м и 11-м каналах связи.

#### Список литературы

1. Осипов И.Е. Mesh-сети: технологии, приложения, оборудование // Фиксированная связь. Решения корпоративного класса. 2006. № 4. С. 38.

2. Гаркуша С.В. Разработка модели согласованного решения задач распределения неперекрывающихся частотных каналов и потоковой маршрутизации в многоканальных многоинтерфейсных meshсетях стандарта IEEE 802.11 // Электронное научное специализированное издание // Проблемы телекоммуникаций. 2014. С. 3–29.

3. Бакулев П.А. Радиолокационные системы: учебник для вузов. М.: Радиотехника, 2004. С. 48.

4. Майника Э. Алгоритмы оптимизации на сетях и графах. М.: Мир, 1981. С. 51.

# КАЧЕСТВЕННЫЙ АНАЛИЗ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ТРАФИКА МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ ДОСТУПА

### Р. В. Максин, К. А. Батенков

Академия ФСО России г. Орел, ул. Приборостроительная, д. 35 E-mail: 112maksin2012@gmail.com

Произведен анализ статистических характеристик трафика, полученного с помощью программного продукта Wireshark. Получены зависимости математического ожидания и дисперсии голосового и видеотрафика от выборок различной длины. По результатам наблюдения произведена оценка типа распределения характеристик трафика.

Анализ структуры и статистических параметров мультимедийного трафика, а также расчет характеристик телекоммуникационных узлов на различных уровнях инфокоммуникационных мультисервисных сетей доступа в настоящее время является актуальной задачей. Преимущественно анализ трафика мультисервисных сетей сводится к исследованию статистических характеристик реализаций интенсивности трафика. Однако более полную картину возможно получить, если рассматривать узлы мультисервисной сети как системы массового обслуживания. Теория массового обслуживания оперирует статистическими характеристиками интервалов времени между заявками и интервалов времени обслуживания заявок. Используя указанные характеристики, возможно провести исследование узлов мультисервисной сети.

С целью достижения поставленных задач были проведены исследования, в результате которых с помощью сниффера Wireshark были получены наборы статистик различного типа трафика (голос, видео). Схема проведенных измерений представлена на рис. 1.



Рис. 1. Схема сбора трафика при помощи сниффера Wireshark

Для снятия трафика использовался персональный компьютер с установленной на нем программой-анализатором трафика Wireshark. Анализатор был подключен к сети таким образом, чтобы фиксировать трафик, проходящий через точку «1». Через неё проходит трафик обмена информацией между клиентами. Все пакеты записывались в файл формата pcapng. Каждая статистика была отсортирована на исходящий и входящий трафик. На основе полученных данных проводились дальнейшие расчеты статистических характеристик трафика (математическое ожидание, дисперсия, среднеквадратическое отклонение). При помощи программного продукта Mathcad на основе выборок статистических характеристик трафика были построены гистограммы интервалов времени между пакетами и средних длин пакетов. Данные гистограммы изображены на рис. 2–7, где ось абсцисс – это интервалы времени между пакетами, а ось ординат – плотность распределения на конкретном интервале.



Рис. 2. Гистограмма интервалов времени между пакетами голосового трафика в диапазоне выборки

По гистограмме, изображенной на рис. 2, хорошо видно, что она близка по своим свойствам к нормальному распределению (Гаусса) с математическим ожиданием 0,02 с. При этом часть выборок при малых значениях интервалов времени (меньших примерно 0,018 с) близки к статистической погрешности.



Рис. 3. Гистограмма интервалов времени между пакетами видеотрафика в диапазоне выборки

На гистограмме интервалов времени между пакетами видеотрафика в отличие от голосового трафика хорошо заметно наложение трех распределений (при более точном анализе даже четырех). Для более подробного анализа разложим гистограмму на две части (рис. 4): одна располагается в области 0–0,0002 с, а вторая – в области 0,015 с.

Из рис. 4 можно сделать вывод о том, что первая гистограмма схожа со смесью экспоненциального и нормальных распределений, а вторая – с незначительными выбросами с распределением Гаусса.

Современные проблемы радиоэлектроники. 2016



Рис. 4. Гистограммы интервалов времени между пакетами видеотрафика на разных областях выборки

На гистограмме, изображенной на рис. 5, видно, что присутствует наложение двух нормальных распределений. Причем наиболее существенное нормальное распределение имеет примерно одинаковые статистические характеристики, а вот второе распределение имеет различные вероятностные параметры.



Рис. 5. Гистограмма длин пакетов голосового трафика в диапазоне выборки

Гистограммы длин пакетов видеотрафика проанализируем аналогично гисто-граммам интервалов времени между пакетами.



Рис. 6. Гистограммы длин пакетов видеотрафика в диапазоне выборки



Рис. 7. Гистограммы длин пакетов видеотрафика на разных областях выборки

Подобно интервалов времени гистограмма длин пакетов представляет собой смесь экспоненциального распределения в области 70 байт и нормального распределения в области 1100 байт.

Анализ полученных гистограмм (рис. 2–7) показывает, что статистические характеристики голосового и видеотрафика существенно разнятся не только с точки зрения величин моментов, но и самих типов распределений.

Интервал времени между пакетами для голосового трафика по сути является сменой ярко выраженных стационарных нормального (рис. 2) и экспоненциального (рис. 3) распределений, что является следствием наличия пауз и активностей при разговоре собеседников. Для видео же трафика практически на всем интервале измерений наблюдается наличие смесь нормальных и экспоненциального распределений (рис. 4), причем выделить стационарные участки превалирования какого-либо из распределений достаточно трудно. Данное обстоятельство является следствием свойств видеотрафика, заключающихся в необходимости одновременной передачи как речевой, так и видеоинформации. Заметим, что экспоненциальное распределение оказывается доминирующим (рис. 4), поскольку частота обмена видеоданными несколько ниже частоты голосового обмена.

Напротив, длина пакета для голосового трафика сохраняет статические свойства, близкие к смеси нормальных распределений (рис. 5), что является следствием регулярности передачи пакетов вне зависимости от активности или пассивности абонентов. Следует, однако, заметить, что незначительные отличия все же присутствуют. Для видеотрафика характерно наличие двух областей со значительными вероятностями появления данных длин пакетов (рис. 6 и 7): первая определяется передачей речевых сообщений, а вторая – видеоданных.

Таким образом, на основе полученных данных были построены гистограммы интервалов между пакетами и длин пакетов, позволяющие приблизительно идентифицировать тип их распределений.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕМПЕРАТУРНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА ОПТИЧЕСКИЙ КАБЕЛЬ

### А. Д. Мехтиев, А. П. Биличенко, Е. Г. Нешина

Карагандинский государственный технический университет 100000, г. Караганда, Б. Мира, 56 E-mail: barton.kz@mail.ru

В статье рассмотрены результаты исследований стойкости к механическим и климатическим воздействиям, а также к условиям воздействия пламени внутриобъектового оптического кабеля. Представлены результаты зависимости коэффициента затухания от воздействий пониженной и повышенной температуры, зависимость коэффициента затухания в оптическом волокне кабеля от температуры.

Влияние температуры и ее изменения на оптический кабель в процессе его эксплуатации в грунте может возникать вследствие резких перепадов. По климатическим данным, перепад температур на поверхности почвы может находиться в пределах от -50 до +60 °C, а в почве на глубине прокладки кабеля составляет +2...+14 °C. В результате таких перепадов температур и воздействий на кабель со стороны грунта в кабеле возникают внутренние механические напряжения.

Отрицательное воздействие температур на оптический кабель при различных коэффициентах температурного расширения материалов сердцевины и оболочки может привести к разрушению самого волокна, возникновению трещин и повреждений оболочки кабеля.

При исследовании влияния температур на затухания в оптическом волокне из кварца с полимерным покрытием установлено, что изменение затухания особенно важно при низких температурах.

На рис. 1 представлен график зависимости затухания оптического волокна при покрытии из разных полимеров.



Рис. 1. Затухание оптического кабеля при воздействии отрицательных температур

На графике видно, что наименьшее затухание имеет оптическое волокно с покрытием из эпоксилакрилата, худшие результаты имеют ОВ с покрытием из полиэтилена [1].

Чаще всего затухание оптических волокон возрастает из-за наличия микротрещин и микроизгибов, которые появляются вследствие разницы коэффициентов расширения материалов сердцевины и оболочки. Для термомеханической прочности кабеля необходимо, чтобы коэффициент расширения оболочки был ниже коэффициента расширения сердцевины. Далее представлены испытания стойкости кабеля к повышенным и пониженным температурам. Использовался одномодульный оптический кабель марки КС-ОКГО (KAZCENTRELECTROPROVOD). Кабель на стойкость к воздействию изменения температуры испытывали по СТ РК ГОСТ Р МЭК60811-1-2-2009 на строительной длине кабеля 4 м. Кабель, намотанный на барабан, помещали в климатическую камеру типа СН 1200С. Концы кабеля выводили из камеры наружу и подключали к рефлектометру. Коэффициент затухания измеряли при нормальных климатических условиях, а также при нагреве до температуры 70 °С и при охлаждении до температуры -30°С ступенями через каждые 10 °С. Время выдержки при нормальных климатических условиях и на каждой ступени нагрева и охлаждения составляло 2 ч.

Результаты зависимости коэффициента затухания от воздействий пониженной температуры представлены на рис. 2.



Рис. 2. Зависимость коэффициента затухания кабеля в оптическом волокне от пониженной температуры

Результаты измерений затухания от повышенной температуры представлены на рис. 3.



Рис. 3. Зависимость коэффициента затухания в оптическом волокне кабеля от повышенной температуры

Из полученных результатов зависимости коэффициента затухания от температурных воздействий на оптический кабель видно, что нагрев и охлаждение приводит к увеличению затухания. Если принять допустимое значение коэффициента затухания 0,22 дБ/км, то допустимый диапазон температур для нормальной эксплуатации составляет от минус 10 до плюс 50 °C.

Требования пожарной безопасности к кабельным изделиям изложены в ГОСТ 31565-2012 «Кабельные изделия. Требования пожарной безопасности». Для оптических кабелей важно непродолжительное сохранение срока эксплуатации при воздействии пламени.

На рис. 4 показана зависимость затухания оптического волокна при влиянии различной температуры.

Аналитически эта зависимость представлена следующим образом:

если  $T=T_1$ , то  $a=a_1$ ; если  $T=T_2$ , то  $a=a_2$ ;

$$\begin{cases} a_{1,} T \leq 1000^{\circ}\text{C}, \\ \frac{a_{2-}a_{1}}{T_{2}-T_{1}} \times (T - T_{1}) + a_{1}, T \leq 1000^{\circ}\text{C M} T_{2} \geq T_{1.} \end{cases}$$
(1)

Данная зависимость говорит о том, что прирост коэффициента затухания начинается при температуре свыше 1000  $^{0}$ C. Очевидно, что в таких условиях будут разрушены все защитные покрытия оптического кабеля.



Рис. 4. Зависимость коэффициента затухания в оптическом волокне кабеля от температуры

При воздействии пониженной температуры (в пределах диапазона рабочих температур) происходит температурное сжатие кабеля. Причем это сжатие тем больше, чем больше коэффициент линейного теплового расширения (КЛТР) кабеля. Так как КЛТР оптического волокна примерно на два порядка меньше КЛТР кабеля, то при сокращении линейных размеров кабеля длина ОВ остается неизменной. Оптическое волокно теряет устойчивость и занимает новое положение внутри ОМ. Причем наиболее вероятным положением с точки зрения минимума потенциальной энергии является кривая в форме разнонаправленной геликоиды (разнонаправленной спирали). В результате этого ОВ приобретает микро- и макроизгибы, влекущие увеличение затухания. Помимо образования критических изгибов волокна внутри кабеля при воздействии пониженной температуры наблюдается и эффект перемещения пучка OB вдоль сердечника, состоящего из одной трубки. Так, при воздействии растягивающих нагрузок оптические волокна вытягиваются из защитных муфт. При недостаточном запасе свободного хода волокна в муфте это приводит к обрыву волокон. При воздействии пониженной температуры такое перемещение пучка приводит к вытягиванию OB из кабеля в муфту. При этом велика вероятность увеличения затухания в OB, находящегося в муфте. Кабели со скрученной структурой оптического сердечника лишены данного недостатка, а все перемещения пучка волокон при таких нагрузках ограничены наличием свободного хода волокна внутри спирально уложенных модулей. Практика эксплуатации оптического кабеля с вынесенным силовым элементом и монотрубкой выявила недопустимое увеличение коэффициента затухания при понижении температуры до минус 20 °C.

После проведения еще одних испытаний стало видно, что прирост коэффициента затухания сверх допустимого уровня 0,05 дБ/км происходит уже при температуре от –15 до –20 °С (рис. 5).



Рис. 5. Зависимость коэффициента затухания кабеля от температуры

Тогда согласно правилам применения оптических кабелей связи пассивных оптических устройств и устройств для сварки оптических волокон минимальная допустимая температура для кабелей воздушной прокладки составляет минус 60°С. Отметим также, что при возврате к положительной температуре в некоторых кабелях коэффициенты затухания не приняли первоначального значения. Причина роста затухания кабеля при воздействии низкой температуры – образование микро- и макроизгибов ОВ под воздействием продольной сжимающей силы (так называемая температурная усадка). Одним из способов уменьшения кривизны волокна при подобном воздействии на кабель может стать снижение КЛТР кабеля и увеличение внутреннего диаметра оптического модуля для более свободного положения пучка волокон [2].

КЛТР кабеля рассчитывается по формуле

$$KT \Pi P = \frac{\sum KT P \Pi_{i} \times E_{i} \times S_{i}}{\sum E_{i} \times S_{i}},$$
(2)

где КЛТР<sub>і</sub> – коэффициент линейного теплового расширения элемента кабеля; Е<sub>i</sub> – модуль упругости элемента кабеля; S<sub>i</sub> – площадь поперечного сечения элемента кабеля.

Для уменьшения КЛТР кабеля необходимо максимально сократить содержание в нем полимерных материалов (например, уменьшить толщину наружной оболочки кабеля) и максимально увеличить содержание металлических элементов (увеличить диаметр вынесенного силового элемента). Расчеты показывают, что при одновременном уменьшении толщины наружной оболочки с 1,4 до 1,0 мм и увеличении диаметра стального троса с 2,4 до 3,7 мм КЛТР кабеля уменьшится на 36 %. При этом следует отметить, что при снижении толщины оболочки даже до 0,6 мм и увеличении диаметра троса до 3,7 мм КЛТР кабеля составит 1,46×10<sup>-5</sup> °C<sup>-1</sup>, что обеспечит стойкость кабеля лишь до минус 26 °C (табл. 1).

Таблица 1

#### Связь допустимого температурного перепада и КЛТР кабеля

Допустимая минимальная температура, °С	КЛТР кабеля, ×10 <sup>-5</sup> °С <sup>-1</sup>
-20	≤1,67
-30	≤1,36
-40	≤1,15
-60	≤8,82

Из табл. 2 видно, что уже температуру минус 40°С следует считать принципиально недостижимой для кабелей такого типа, так как для выполнения этого условия кабель должен иметь КЛТР ниже, чем у стали.

Таблица 2

Коэффициент линейного температурного расширения различных материалов

Материал	КЛТР, ×10 <sup>-5</sup> °С <sup>-1</sup>
Полиэтилен	20
Пвх	7
Поликарбонат	5
Сталь	1,3

Таким образом, проведенный анализ исследования позволили определить то, что температурные воздействия влияют на коэффициент затухания оптического кабеля. В первую очередь перепады температур способствуют разрушению оптического волокна и повреждениям оболочки кабеля. После испытаний некоторых оптических кабелей стало видно, что прирост коэффициента затухания сверх допустимого уровня 0,05 дБ/км происходит уже при температуре от -15 до -20 °C, что недопустимо для волоконно-оптического кабеля, пределы которого лежат в диапазоне от -10 до -50 °C.

#### Список литературы

1. Технические свойства полимерных материалов: учеб.-справ. пособие / В.К. Крыжановский, В.В. Бурлов, А.Д. Паниматченко, Ю.В. Крыжановская. 2-е изд., испр. и доп. СПб.: Профессия, 2005.

2. Овчинникова И.А., Семенов П.А. Исследования влияния внешних факторов на элементы конструкций оптических кабелей // Кабели и провода. 2009. № 3. С. 8–9.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ИЗГИБНЫХ ПОТЕРЬ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОГО КАБЕЛЯ

#### А. Д. Мехтиев, Е. Г. Нешина, А. П. Биличенко

Карагандинский государственный технический университет 100000, г. Караганда, Б. Мира, 56 E-mail: barton.kz@mail.ru

Рассмотрены виды и причины возникновения изгибов волокна и потери на изогнутых участках. Рассмотрены зависимости затухания от длины волны и радиуса изгиба волокна. Представлены результаты измерений на затухание сигнала при изгибах, описана методика, посчитаны погрешность при однократном изгибе и зависимость относительного изменения мощности сигнала от числа изгибов N и величины полупериода T.

При прокладке волоконно-оптических линий связи часто возникают вопросы влияния внешних воздействий на характеристики оптического кабеля. Наиболее важным является влияние изгибов оптических волокон на дополнительные потери мощности излучения в оптическом кабеле. При изгибе оптоволокна появляются дополнительные потери энергии. Эти потери быстро растут после достижения определенного критического радиуса изгиба. Этот критический радиус может быть очень мал (всего несколько миллиметров) у волокон с высокой числовой апертурой, тогда как допустимый радиус изгиба гораздо больше (часто десятки сантиметров) для волокон в одномодовом режиме с большой площадью поперечной моды.

В большинстве случаев дополнительные потери при изгибе сильно возрастают при увеличении длины волны. Зависимость потерь от длины волны сильно определяется наличием интерференции света, отраженного от оболочки/границы покрытия и/или от внешней поверхности покрытия. Увеличение потерь при изгибе волокна на больших длинах волн ограничивает диапазон пропускания одномодовых волокон. Например, волокно с одномодовым режимом с длиной волны отсечки 800 нм, которое можно использовать в диапазоне до 1 мкм, он не может быть использовано для 1500 нм, так как потери при изгибе на этой длине волны будут очень большими [1].

Известно, что даже при отсутствии макроскопических изгибов волокна, все равно могут присутствовать дополнительные потери, вызванные микроизгибами, т. е. микроскопическими неровностями (нарушениями структуры) в волокне, которые объясняются несовершенством технологии изготовления. Изгибы делятся на макро- и микроизгибы.

Микроизгибы – это мелкие локальные нарушения прямолинейности волокна, вызванные конструктивно-технологическими неоднородностями, которые могут возникнуть при изготовлении волокна, а также прокладке и изготовлении кабеля [2].

Макроизгибы волокна появляются в результате их скрутки по длине кабеля и при намотке на барабан. Потери обусловлены вытеканием или излучением направляемых мод и становятся недопустимо большими при уменьшении радиуса кривизны изгиба до критических значений. Критический радиус изгиба волокна приближенно рассчитывается по формуле [2]:

$$R_{\kappa p} \approx \frac{3n_1^2 \lambda}{4\pi (n_1^2 - n_2^2)^{\frac{3}{2}}}, \text{ MM}, \qquad (1)$$

где  $n_1$ ,  $n_2$  – показатели преломления сердцевины и оболочки;  $\lambda$  – длина волны применяемого излучения.

Далее рассмотрим исследование, в котором определена зависимость затухания от длины волны и радиуса изгиба. На рис. 1 и 2 представлены графики зависимости стандартного одномодового волокна.



Рис. 1. Зависимость потерь, связанных с макроизгибом, от длины волны



Рис. 2. Зависимость потерь, связанных с макроизгибом, от радиуса одномодового волокна

На рис. 1 и 2 видно, что потери на изгиб возрастают при больших длинах волн. А также при уменьшении радиуса потери увеличиваются еще больше.

На срок службы волокна сильно влияют регулярные изгибы. Поскольку подавляющая часть длины оптического кабеля подвергается только геликоидальному изгибу с большим радиусом, то вероятность возникновения проблем, связанных со сроком службы, наиболее высока в случае с малым радиусом изгиба волокна в накопительных кассетах. Это обусловлено тем, что уменьшение радиуса изгиба приводит к появлению дополнительных напряжений в наружной части волокна и силы сжатия на внутренней части волокна. Однако это дополнительное напряжение обычно достаточно мало по сравнению с 1 % удлинением, которому волокно подвергается в процессе производства. Кроме того, длина изогнутого волокна на трассе невелика. На рис. 3 это проиллюстрировано для двух различных волокон с низким и высоким значениями параметра усталости – 22 и 27 соответственно.

Далее рассмотрим еще одно измерение на затухание сигнала при изгибах.

Излучение лазерного диода с длиной волны 1,33 мкм – через фокусирующее и юстировочное устройство; оптический разъем (FC) поступает в оптический волновод. На скремблере выполняются однократные и многократные изгибы волновода. Через разъем излучение поступает на фотодиод. После детектирования сигнала его мощность

измеряется стрелочным прибором. Источник служит для накачки лазера, смещения фотодиода и питания элементов установки. В качестве одномодового волокна использовался отрезок соединительного кабеля типа: КС-ОКГО-П-12-G.652.D-CF-1,5-1209 производства ТОО KAZCENTRELECTROPROVOD, выполненного в соответствии с СТ ТОО 143-1930-10-16-38–2014.



Рис. 3. Минимально допустимый радиус изгиба оптоволокна

Методика измерения заключалась в следующем. После включения лазера, подачи смещения на фотодиод и подключения световода проводилось измерение мощности  $J_0$  при прямолинейном волокне. Затем выполнялись изгибы оптического волокна и измерялся уровень прошедшего излучения J при изгибах. В результате определялось относительное изменение мощности:

$$\beta = J/J_0. \tag{2}$$

Погрешность измерений не превышала 10 % [3].

На рис. 4 приведены результаты измерения ослабления интенсивности излучения в оптическом волноводе при однократном изгибе. Изгиб выполнялся по окружности поперечного сечения цилиндра (элемента скремблера), радиусом 1 мм.



в оптическом волокне от угла его изгиба

Из рис. 4 следует, что при изгибе одномодового волокна на угол  $0 < 60^{\circ}$ , излучение практически полностью выходит из волновода. При изгибе нарушается условие

полного внутреннего отражения на границе сердцевина – оболочка, в результате образуется вытекающая волна.

При эксплуатации оптические волноводы могут претерпевать многократные изгибы (в сплайс-пластинах, соединительных коробках, муфтах и т. д.). Поэтому возникает необходимость исследования затухания сигнала в световоде при многократном изгибе.

В эксперименте многократный изгиб выполнялся с помощью скремблера и представлял собой форму периодической зубчатой кривой. Амплитуда изгиба d=6 см. Полупериод изгибов Т изменялся от 2 до 10 см. На рис. 5 представлены результаты испытаний зависимости относительного изменения мощности сигнала от числа изгибов и величины полупериода.

По оси абсцисс отложено количество изгибов N. Кривые 1, 2 относятся, соответственно, к изгибам с T=2,4 см.



Рис. 5. Зависимость относительного изменения мощность сигнала от числа изгибов N и величины полупериода T

На рис. 6 видно, что в одномодовом волноводе уже при однократном изгибе резко возрастает затухание. Также видно, что чем меньше период Т, тем затухание больше.

Далее представлено исследование с целью определения возможных потерь светового сигнала и их зависимости от радиуса изгиба оптоволоконного кабеля типа КС-ОКГО-П-12-G.652.D-CF-1,5-1209 длиной 6 м. Диаметр оболочки кабеля 0,11 мм (110 мкм), диаметр кабеля 2,5 мм.

Генератор модулирующих сигналов формирует импульсы прямоугольной формы типа меандр с длительностью 50 мкс. Схема управления светодиодом обеспечивает передачу максимальной мощности модулирующих импульсов от ГНС к светодиоду. Схема согласования имеет большое выходное сопротивление (VT2 с общей базой), соизмеримое с входным сопротивлением электронного вольтметра и не шунтирующее его входную цепь. В схемах использованы биполярные транзисторы КТ315А, светодиод VD1-АЛ107В, фотодиод ФД-11К, генератор низкочастотных сигналов ГНС – ГЗ-36А, электронный вольтметр U-B3-38.

Оптопара светодиод – фотодиод для эффективной передачи сигнала была подобрана по близким спектральным характеристикам.

Были проведены измерения напряжения выходного сигнала U<sub>2</sub> при неизменном сигнала ГНС в случаях: прямолинейной прокладки оптоволоконного кабеля, при наличии участка, имеющего форму кольца с разными радиусами изгиба г.

Ослабление сигнала проходящего по оптическому кабелю, имеющему участок с изгибом, по сравнению с сигналом, проходящим по прямолинейному кабелю, определялось по формуле

$$G_{\mathcal{A}}\mathbf{E} = 20 \lg \frac{\mathrm{U}_2}{\mathrm{U}_1}, \, \mathrm{d}\mathbf{E} \,, \tag{3}$$

где  $G_{ab}$  – затухание сигнала, дБ;  $U_2$  – напряжение сигнала при изгибе кабеля, В;  $U_1$  – напряжение сигнала при прямолинейном кабеле,  $U_1 = 4,6$  В [3].

Результаты измерений представлены в таблице и на рис. 6.

Таблица

Радиус изгиба кабеля r, мм	100	80	60	50	40	30	20	10	5
Выходное напряжение U <sub>2</sub> , В	4,6	4,5	4,40	4,25	4,10	3,90	3,65	3,35	3,0
Затухание сигнала G <sub>дБ</sub> , дБ	0	-0,19	-0,386	-0,687	-1,0	-1,43	-2,0	-2,75	-3,7



Рис. 6. Зависимость затухания сигнала от радиуса изгиба

В ходе проведения и анализа исследований при изгибе потерь волоконнооптического кабеля установлено, что изгибы являются наиболее частыми причинами потерь в оптическом кабеле. Наибольшее затухание сигнала происходит при малых радиусах изгибов, а также при длинах волн от 1650 нм.

### Список литературы

1. Родина О.В. Волоконно-оптические линии связи: практ. руководство. М.: Горячая линия – Телеком, 2014.

2. Григоров В.А., Ломухин Ю.Л., Чернов И.Н. Влияние изгибов оптического волокна на затухание распространяющегося сигнала: Иркутск, 2009. № 16.

3. Козлов В.Н. Исследование затухания сигнала в оптическом кабеле при нелинейной прокладке кабельной линии // Вестн. Костромского гос. ун-та им. Н.А. Некрасова. 2011. № 3.

### Результаты измерений

# ОБЗОР ТЕХНОЛОГИИ ОТТ-ТV И ПЕРСПЕКТИВЫ ЕЕ РАЗВИТИЯ В КРАСНОЯРСКОМ КРАЕ

### Я. В. Михайленко

Общество с ограниченной ответственностью «НэтТелеКом» 660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 66а, оф. 0-12 E-mail: yvm@nettelecom.biz

Рассмотрена технология OTT-TV, целесообразность ее внедрения и использования, а также некоторые технические аспекты передачи видеосигнала в условиях ограниченного интернет-трафика (с учетом территориальной принадлежности к Красноярскому краю).

Сети IP- широко распространенный универсальный способ передачи цифровой информации, которые завоевали весь мир благодаря своей простоте. Универсальность IP-сетей с точки зрения передачи информации заключается в том, что они позволяют передавать любую цифровую информацию. IPTV или телевидение по протоколу Интернета (англ. Internet Protocol Television) (IP-TV, IP-телевидение) – технология цифрового телевидения в сетях передачи данных по протоколу IP, новое поколение телевидения, основным преимуществом которой перед остальными системами передачи видео и звука остается его универсальность. Абонент теоретически может получить любой контент, который захочет. К примеру, помимо различных информационных сообщений (новости, погода, курсы валют, пробки) пользователи могут просматривать видеоролики и получить доступ к сервисам электронной почты и мгновенного обмена сообщениями. В последнее время IPTV часто путается с технологией ОТТ, которая, в свою очередь, является подклассом IPTV в области распространения видео контента.

Технология ОТТ (от англ. Over the Top, «поверх») – метод предоставления видеоуслуг через Интернет, часть технологии IPTV. Термин ОТТ означает доставку видеосигнала от провайдера контента на устройство пользователя (приставку, компьютер, мобильный телефон) по сетям передачи данных, часто без прямого контакта с оператором связи и через неуправляемую сеть, общедоступную для всех устройств, поддерживающих HTTP-протокол. Традиционные же услуги IPTV предоставляются, как правило, только через управляемую (закрытую) самим оператором сеть с гарантированными QoS (QoE) – гарантированным качеством сервиса и постоянной скоростью трафика.

Дополнительные возможности ОТТ:

– предоставление шифрованных каналов с возможностью легальной записи отдельных передач на абонентские устройства пользователей, в том числе по подписке;

– транскодирование контента (каналов и фильмов) в различные форматы для просмотра на компьютере, телевизоре и мобильном телефоне;

 предоставление контента по запросу с возможностью просмотра онлайн и загрузки на абонентское устройство для дальнейшего просмотра.

– возможность реализации TV-Everywhere – единой подписки во всех средахweb, SMART TV, моб. приложения, STB, кабельное и спутниковое TB, IPTV.

Некоторые предпосылки широкого внедрения в Красноярском крае:

 в рамках услуг действующих операторов мобильной связи в ближайшее время не появится цифровой инфраструктуры для создания и предоставления в широких масштабах телевизионных услуг, в первую очередь – VoD (англ. Video on Demand, «видео по запросу»);

– TV-Everywhere, по данным различных исследований, может быть реализовано более чем в 30 % домохозяйств, которые будут представлять большой интерес для рекламодателей;

– Красноярский край вместе с автономными районами является вторым по площади субъектом России и крупнейшим из краёв. На территории края достаточно развито и активно ведется строительство, развита добыча нефти, золота и реализуются различные программы целевого развития (развитие Нижнего Приангарья и др.). Г. Красноярск – место проведения ежегодного экономического форума и студенческой Универсиады-2019 г. Все это свидетельствует о достаточно большой и обеспеченной клиентской базе и подразумевает перспективность решения в плане реализации коммерческих интересов, таких как получение дохода от платных трансляций, рекламной деятельности, освещения событий и т. п.;

– возможность организации отраслевых и прочих ССМИ (сетевых средств массовой информации) портального типа – универсальных решений-конструкторов для возможного создания некой «сети» средств обмена информацией между различными, в первую очередь, отраслевыми партнерами, с доступом к этой информации не только через интернет-браузер компьютера, но и с использованием мобильных устройств, телевидения и пр. [1];

– конкурсы на выдачу лицензий на аналоговое телевизионное вещание не проводятся в России уже более 7 лет. Небезызвестное международное «Соглашение Женева 2006» предусматривает, что начиная с 01 июля 2018 года аналоговое телевидение в России должно быть отключено (по крайней мере, аналоговое вещание не будет защищено юридически от помех цифрового вещания других государств);

– при реализации «громкого» проекта по устранению цифрового неравенства в РФ, на основании которого, в том числе в большей степени с использованием инфраструктуры электроэнергетики, было запланировано строительство около 200 000 км оптических линий связи к населенным пунктам с числом жителей от 250 до 500. На практике, в том числе в Красноярском крае (кроме Эвенкии и Норильского промышленного района (НПР)), последняя миля в населенном пункте реализовывалась путем организации уличной всепогодной WiFi точки доступа, что позволяет подключать к сети Интернет мобильные устройства;

– у Интернета большой потенциал в России как канала доставки телевизионного контента и создания современных телевизионных сервисов [2]. В табл. 1 приведены аналитические данные оценки.

Таблица 1

Тип приёма ТВ сигнала	%	Аналоговое/ цифровое	%
Аналоговое эфирное вещание	38	A wagazazaz	60
Кабельное аналоговое	31	Аналоговое	09
Спутниковое ТВ	20		
Кабельное цифровое	4	Цифровое	31
IPTV	7		

Телевизионная доставка в России

Отдельно стоит отметить проблематику доступности услуг для отдаленных территорий, таких как Эвенкия и НПР. Сейчас связь в Норильске обеспечивается через спутниковые каналы, которые отличаются низкой скоростью, высокой стоимостью и ограничениями трафика.

Несмотря на сложности реализации и отсутствие реальной помощи со стороны правительства и сторонних инвесторов решение о самостоятельной прокладке ВОЛС (волоконно-оптической линии связи) в Норильск было принято градообразующим предприятием ГМК «Норильский никель» в 2014 году. При этом проект нацелен не

только на удовлетворение собственной потребности компании в современной связи, но и подразумевает создание возможности предоставления жителям региона доступа к широкополосному Интернету. Ключевая цель ГМК в рамках проекта ВОЛС – предоставление региону современного канала связи.

В связи с тем, что сеть Интернет изначально является «неуправляемой» сетью, ширина полосы до конечного пользователя неконтролируема. Как производное основной поток видео иногда имеет низкое качество и периодически приостанавливается для буферизации, что, в свою очередь, отрицательным образом влияет на отношение пользователя к качеству услуги. Особенно актуальна эта проблема для мобильных сетей. Хотя следует отметить, что для борьбы с этим недостатком операторы стали использовать различные технологии, в частности адаптацию битрейта, которая позволяет кодировать контент с разным значением битрейта и передавать абоненту в разные промежутки времени данные с учетом пропускной способности сети, что помогает избежать буферизации видео и оптимизировать качество изображения.

На сегодняшний день существует 4 основных технологии адаптации битрейта для доставки контента на абонентские устройства через сеть Интернет (такие как Adobe HTTP Dynamic Streaming, Apple HLS, Google WebM Microsoft Silverlight Smooth Streaming). Также в настоящее время ведется активная разработка технологии MPEG-DASH, которая в ближайшем будущем может принять статус стандарта в области телекоммуникаций.

С целью гибкой адаптации к изменяющимся параметрам передачи для каждого входного сигнала энкодер должен генерировать как можно больше выходных потоков с различным битрейтом (как правило, хватает 4, но их количество может быть увеличено до 16). В табл. 2 приведены скорости потоков с разным разрешением (ориентировочный битрейт указан для популярного и наиболее совместимого со всеми существующими решениями кодека H.264, для других кодеков необходимый битрейт может быть даже меньше, так как зависит от разрешения видео, профиля и уровня сжатия, а также от реализации самого энкодера).

Таблица 2

Кол-во точек по	Кол-во точек по	Ориентировочный битрейт
горизонтали	вертикали	видеопотока
1280	720	3 Мбит/с
960	540	1,5 Мбит/с
864	486	1,2 Мбит/с
640	360	700 кбит/c – 1,0 Мбит/c
416	240	500 кбит/с
320	180	100–350 кбит/с

Скорости видеопотоков для разных разрешений

На выходе транскодеров имеется по несколько (как правило, по 4) «копий» каждого входного потока, сжатых с различными профилями. Данные потоки передаются в традиционном контейнере MPEG-2 TS over IP поверх протоколов UDP или RTP. Управление битрейтом потока осуществляется исключительно абонентским устройством в зависимости от скорости соединения с сетью Интернет. Таким образом, скорости в 128 кбит/с на мобильном устройстве, которую реально получить даже в отдаленных уголках края, уже сейчас достаточно для просмотра «мобильного» видео (176×144 пикселей, прогрессивная развёртка) и телевидения в формате LDTV (телевидение пониженной четкости). Для пользователей Эвенкии, где расширение телекоммуникационной сети в связи с удаленностью и малым количеством жителей пока не планируется, это может стать единственной возможностью опробовать современные технологии в действии.

Таким образом, адаптивное вещание поверх НТТР-протокола позволяет вывести услуги цифрового телевидения на качественно новый уровень. Существующее технические решения в данной области помимо самого телевидения позволяют предоставлять большое количество дополнительных услуг, а скорости абонентского доступа к сети Интернет на большей территории Красноярского края (за исключением Эвенкии и НПР) даже в небольших населенных пунктах уже позволяют предоставлять ОТТуслуги с приемлемым качеством.

Для операторов в случае реализации проекта прогнозируется увеличение доли сегмента в целом за счет реализации конкурентного преимущества – беспроводной доставки сигнала. Переход к ОТТ следует рассматривать не только как возможность получения дополнительных источников дохода (например, с помощью разбиения аудитории телеканала на несколько целевых групп и многократной продажи одного и того же рекламного блока нескольким рекламодателям), но и как неизбежную необходимость удержаться на современном и конкурентном телекоммуникационном рынке.

#### Список литературы

1. И. Р. Головкин, Я. В. Михайленко. Проект создания современного отраслевого средства массовой информации // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. [Электронный ресурс] / науч. ред. В.Н. Бондаренко. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2015. 628 с. 1 электрон. опт. диск.

2. Белокопытов С. На пути к телезрителю. Развитие телевизионных услуг в цифровой среде. http://www.vi.ru/Files/pubs/907/7.pdf

# СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ БЕЗОПАСНОСТИ В МОБИЛЬНЫХ СЕТЯХ СВЯЗИ

К. Н. Михеева, М. К. Заленская (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: Ksyha\_@inbox.ru

В статье рассматриваются современные проблемы, затрагивающие вопросы о электромагнитной безопасности и потенциального риска для здоровья человека при воздействии на него электромагнитных полей (ЭМП), формируемых сотовой связью.

В нашей стране проблемами изучения электромагнитной обстановки начали заниматься в середине XX века. За все это время были введены такие понятия, как: «электромагнитная экология», «электромагнитное загрязнение», «электромагнитная безопасность». Помимо этого были выделены виды мониторинга ЭМП: электромагнитный мониторинг для оценки санитарно-гигиенического состояния окружающей среды, геоэкологический электромагнитный мониторинг, социально-ориентированный электромагнитный мониторинг и оперативный электромагнитный мониторинг.

На определенной территории электромагнитные поля различных диапазонов частот в сумме формируют электромагнитную обстановку. Её исследование является обязательным при инженерно-экологических изысканиях под строительство, при аттестации рабочих мест, при составлении санитарно-гигиенических паспортов зданий по электромагнитной безопасности [3, 4, 6].

Специалисты различных государств, в рамках международных организаций, таких как Всемирная организация здравоохранения (WHO), Международная комиссия по защите от неионизирующих излучений (ICNIRP), Европейский комитет электротехнической стандартизации (CENELEC) и Международная организация труда (MOT), объединяются для того, чтобы решать вопросы электромагнитной безопасности человека и окружающей среды. Результатом деятельности данных организаций является разработка международных программ по электромагнитной безопасности [6].

В 1996 году Всемирная организация здравоохранения впервые ввела понятие «электромагнитное загрязнение окружающей среды», которое емко и точно отражает формирующийся новый тренд – именно этот физический фактор сопутствует современному витку технико-экономической политики, основанной на передаче информации [1].

Впервые обсуждение вопроса о безопасном уровне ЭМП для населения был поставлен в начале 1960-х годов, а первый в СССР предельно-допустимый уровень ЭМП диапазона частот от 3 до 30 МГц для населения был установлен в 1968 году и составлял 0,2 В/м. Затем в 1984 были разработаны Временные санитарные нормы и правила защиты населения от воздействия электромагнитных полей, создаваемых радиотехническими объектами, после этого принципиальные и базовые величины предельно допустимых уровней (ПДУ) сохраняются в неизменности уже более 30 лет.

По ряду критериев в нашей стране установлены самые строгие в мире ПДУ облучения населения электромагнитными полями. В России нормирование ПДУ ЭМП для населения отталкивается от введения ограничений для определенных случаев облучения. За рубежом при определении предельно допустимого уровня исходят из значений электромагнитных излучений (ЭМИ), воздействие которых способно вызвать доказуемо опасные последствия [2].

Вместе с тем большинство развитых стран имеют национальные нормы ЭМП, которые в некоторых случаях существенно отличаются от международных. Отечественные нормативы отличаются от регламентов ICNIRP и CENELEC не только несовпадением подходов к установлению ПДУ, но и отличиями в критериях оценки: «basicrestriction» (основные ограничения), «referencelevels»(контролируемые уровни). Однако в последнее десятилетие за рубежом становится заметна склонность к ужесточению ПДУ техногенных ЭМП.

В отличие от отечественных критериев измерения и гигиенического нормирования ЭМИ, создаваемых мобильными телефонами, за рубежом в качестве основного ограничения влияния ЭМИ на организм человека используется удельная величина, отнесенная на единицу массы объекта и выражаемая в Вт/кг. Обозначается как SAR «specificabsorptionrate» – плотность поглощенной мощности или удельное поглощение. Этот параметр в качестве основного и заложен в европейский стандарт безопасности на сотовые телефоны и представляет собой усредненную мощность излучения, поглощенного 10 г ткани для интервала времени 6 мин, при этом предельно допустимая величина SAR для головы человека в этом документе составляет 2 Вт/кг.

Предельные допустимые уровни излучения базовых станций мобильной связи (900 и 1800 МГц, суммарный уровень от всех источников) в санитарно-селитебной зоне в некоторых странах значительно отличаются. Некоторые значения приведены в табл. 1.

Таблица 1

Страна	Украина	Россия	CIIIA	Венгрия	Скандинавские страны
Значение ПДУ, мкВт/см <sup>2</sup> .	2,5	10	100	10	100

Предельные допустимые уровни излучения

До конца 2009 года в Москве ПДУ был установлен на уровне 2,0 мкВт/см<sup>2</sup>.

Из-за различий в подходах к нормированию в настоящее время имеется значительное расхождение и в установленных ПДУ ЭМИ, создаваемых аппаратами сотовой связи. Сравнение отечественных и зарубежных нормативов показывает, что если для всего диапазона сотовой связи (450, 900 и 1800 МГц) принятый у нас норматив для пользователей радиотелефонов составляет 100 мкВт/см<sup>2</sup>, то в соответствии со стандартом ENV 50166-2, для диапазона 450 МГц он равен 225 мкВт/см<sup>2</sup>, 900 МГц – 450 мкВт/см<sup>2</sup>, 1800 МГц –9 00 мкВт/см<sup>2</sup> [5].

В радиочастотном диапазоне сотовая связь является самой широко распространенной, охватывающей огромные территории и большое количество людей. Большинство базовых станций расположено бессистемно. Конкуренция приводит к тому, что зачастую на одних и тех же объектах (вышки, здания) свои БС размещают несколько операторов сотовой связи. Это происходит вследствие того, что основным принципом выбора места расположения является наиболее высокая географическая точка на местности для максимально возможного распространения сигнала и создания максимальной площади покрытия сигналом. Скопления базовых станции сотовой связи в некоторых областях формируют сложно организованный, многочастотный режим облучения, которые могут создавать ЭМП, превышающие норму, действующую с 1984 года. Соблюдение требований к размещению и эксплуатации БС контролируется Роспотребнадзором. Вклад устройств мобильной связи в общую электромагнитную нагрузку населения оценивается в России общим значением 70 %.

Источниками излучения ЭМП, которые расположены предельно близко к населению, в сотовой связи служат два элемента. Это базовые станции (БС) и мобильные станции (MC): мобильные телефоны, планшетные компьютеры, модемы мобильного интернета. БС обслуживает MC, находящиеся в зоне ее действия. При перемещении абонента из зоны покрытия одной БС в зону покрытия другой БС контроллер БС автоматически переключает MC на обслуживание ближайшей БС [7].

ЭМП базовых станций сотовой связи характеризуется значительными частотновременным флуктуациями, вызванными тем, что их средняя мощность зависит от количества мобильных передатчиков, находящихся в зоне обслуживания БС [1].

К сегодняшнему дню число активных пользователей мобильных устройств достигло сотен миллионов человек, которые ежедневно подвергаются воздействию модулированных электромагнитных излучений (ЭМИ) с несущими частотами 450, 900 и 1800 МГц, являющимися одними из наиболее биологически активных. При этом для того, чтобы оценить уровни ЭМИ, создаваемые аппаратами сотовой связи, как более верный принят метод измерения их на расстоянии, которое соответствует зоне сформированного поля (37 см от аппарата). В этой точке зафиксирован контролируемый уровень ЭМП, равный 3,0 мкВт/см<sup>2</sup>, который не превышает значению ВДУ 100 мкВт/см<sup>2</sup>. Этот метод удачно применялся на протяжении многих лет для сертификации аппаратов сотовой связи, таким образом, появлялась возможность ограничение притока некачественных продуктов на российский рынок [5].

Обзор сделанных ранее исследований [8,9] говорит о том, что на биологическую реакцию оказывают влияние следующие параметры ЭМП: интенсивность ЭМП (величина), продолжительность воздействия, частота, вид модуляции сигнала, сочетание частот ЭМП, периодичность действия, кумулятивный эффект, а также исходное субъективное состояние человека и индивидуальная радиочувствительность.

Исследования ЭМП может проводиться двумя методами: расчетным или посредством измерения нормируемых параметров. Измеряют напряженность электрической и магнитной составляющих ЭМП, магнитной индукции и плотность потока энергии. Расчётный метод, по сравнению с натурными наблюдениями, является относительно простым и дешёвым способом изучения ЭМП от линейных источников. Итоговым результатом исследования является информация, по которой можно сделать вывод о качестве окружающей среды и возможности пребывания там человека. Весь этот материал отображают в картах электромагнитной обстановки, на ситуационных планах объектов с нанесением границ санитарно-защитных зон и зон ограничения застройки вокруг излучающих объектов. Эти материалы можно связать как с электромагнитным прогнозированием, так и с критериями оценки качества окружающей среды, которые вводятся гигиеническими нормами и стандартами.

На протяжении более 15 лет население активно пользуется мобильной связью. За весь этот период проведено значительное количество исследований, которые, с одной стороны, доказывают риск влияния мобильной связи на здоровье человека, а с другой – отрицают его. Важно, что прочно укоренившаяся в нашей жизни мобильная связь круто изменила условия повседневного облучения населения электромагнитными полями. Поэтому на сегодняшний день на обсуждении неоднократно поднимается вопрос освобождения от БС так называемых «чувствительных» помещений/мест (школ, больниц и т. д.) и запрещение их размещения ближе 500 м от детских садов, школ и больниц. На других общественных зданиях – увеличение высоты, на которой расположена антенна на крыше этого здания.

Так как влияние ЭМП не приводит к быстрым негативным последствиям, то исследованию электромагнитной обстановки все еще уделяют мало внимания. Применяемые приборы и программное обеспечение для измерения и картографирования параметров ЭМП дорогостоящие. В итоге проводимые исследования выполняются при финансовой поддержке органов власти, грантов либо других фондов, но, как правило, имеют инициативный характер.

В последнее время не может не вызывать некоторых опасений усиленный рост уровней ЭМИ в населенных пунктах и в связи с этим – рост внимания за объектами системы сотовой связи, тем самым поднимая актуальность проблемы до уровня общемирового масштаба. БС сотовой радиосвязи формируют сложно организованный, изменяющийся во времени, многочастотный режим облучения населения. Мониторинг электромагнитной обстановки, проводимый для целей санитарно-гигиенической экспертизы, должен проводиться на этапах проектирования, строительства и эксплуатации радиопередающих объектов. Основа такого мониторинга – это прогнозирование электромагнитной обстановки расчетными методами. Свести к минимуму возможный вред от мобильной связи и сохранить здоровье населения, при этом не снижая надежности и других показателей качества современной связи, – важная задача для общества и актуальная проблема для исследований.

#### Список литературы

1. Григорьев О., Меньшиков В. Электромагнитная обстановка в мегаполисе - современные тренды формирования и нерешенные проблемы экологии и здравоохранения // Нерешенные экологические проблемы Москвы и Подмосковья. М.: Медиа-ПРЕСС, 2012. 400 с., илл.

2. Абрамов Л.Н., Меркулова Л.М. Магнитные поля в теории и практике медицины // Тез. докл. Куйбышев, 1984. 137 с.

3. Любимова Н.С., Волков А.Б., Мартемьянов В.А. Электромагнитная безопасность зданий // Технические науки – от теории к практике. 2013. № 28. С. 158–169.

4. Пути гармонизации гигиенических регламентов и методов оценки электромагнитных полей, создаваемых средствами подвижной радиосвязи [Электронный ресурс] / И. В. Бухтияров, Н.Б. Рубцова, С.Ю. Перов [и др.]. Режим доступа: URL:http://cyberleninka.ru/article/n/puti-garmonizatsii-gigienicheskih-reglamentov-i-metodov-otsenki-elektromagnitnyh-poley-sozdavaemyh-sredstvami-podvizhnoy-radiosvyazi

5. Гапонов Д.А. Проблемы изучения электромагнитной обстановки в городах России [Электронный ресурс]. Режим доступа: URL:http://cyberleninka.ru/article/n/ problemy-izucheniya-elektromagnitnoyobstanovki-vgorodah-rossii

6. Системы мобильной связи: учеб. пособие для вузов / В.П. Ипатов, В.К. Орлов, И.М. Самойлов, В.Н. Смирнов; под ред. В.П. Ипатова. М.: Горячая линия – Телеком, 2003. 272 с. ISBN 5-93517-137-6.

7. К вопросу о геоэлектромагнитной экологии на примере Красноярского края [Электронный ресурс] / И.А. Петраковский, М.Н. Петров, И.М. Петров, М.А. Вахмин. Режим доступа: URL: http://cyberleninka.ru/article/n/k-voprosu-o-geoelektromagnitnoy-ekologii-na-primere-krasnoyarskogo-kraya

8. Барышев М.Г., Касьянов Г.И., Джимак С.С. Влияние низкочастотного электромагнитного поля на биологические системы [Электронный ресурс]. Режим доступа: URL: http://cyberleninka.ru/article/n/vliyanie-nizkochastotnogo-elektromagnitnogo-polya-na-biologicheskie-sistemy

9. Довгуша В.В., Тихонов М.Н., Довгуша Л.В. Влияние естественных и техногенных электромагнитных полей на безопасность жизнедеятельности [Электронный ресурс]. Режим доступа: URL:http://cyberleninka.ru/article/n/vliyanie-estestvennyh-i-tehnogennyh-elektromagnitnyh-poley-nabezopasnost-zhiznedeyatelnosti#ixzz43bHB36X0

# РАЗВИТИЕ ФУНКЦИЙ СЕТЕВОЙ АРХИТЕКТУРЫ WiMAX: ОБЗОР РЕЛИЗОВ

### Р. В. Мустафаев, Я. И. Бульбик (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: mustafaev-94@list.ru

Wireless communication has become one of the advanced modern technologies for information exchange. The worldwide interoperability for microwave access, known as the WiMAX technology, can provide an universal wireless packet-switched framework across reference points in corresponding system architecture. The overview deals with some entities of the WiMAX tenets that can entail changes in communication protocols and in data treatment as well.

В семействе беспроводных телекоммуникационных технологий WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) представляет сеть беспроводного доступа в микроволновом диапазоне частот, которая функционирует на основе стандарта IEEE 802.16 [1]. На рис. 1 схематически показаны различные категории семейства беспроводных телекоммуникационных технологий, отличающихся не только архитектурой соответствующих сетей, протоколами беспроводного доступа, но и характерными размерами радиопокрытий [2].

В иерархии беспроводных телекоммуникационных сетей (рис. 1) WiMAX занимает промежуточное положение между сетями широкого радиопокрытия WWAN (Wireless Wide Area Networks) и локальными беспроводными сетями WLAN (Wireless Local Area Networks), включающих также и Wi-Fi (Wireless Fidelity) сети, функционирующие на основе стандарта IEEE 802.11. Собственно WiMAX технологии относят к беспроводным сетям больших городов WMAN (Wireless Metropolitan Area Networks), которые различаются спецификациями: Fixed WiMAX (фиксированный WiMAX) и Mobile WiMAX (мобильный WiMAX).



Рис. 1. Категории беспроводных сетей [2]

Технология WiMAX фиксированный функционирует на основе стандарта IEEE 802.16d и ориентирована на телекоммуникации между базовыми стандартами WiMAX, а технология WiMAX мобильный ориентирована на обеспечение телекоммуникаций для мобильных пользователей, т. е. на возможности беспроводного доступа ноутбука

Таблица 1

или сотового телефона к сети Интернет при поддержке WiMAX в WMAN сети. Некоторые технические характеристики WiMAX технологии [3] даны в табл. 1.

Технология;	Диапазон	Скорость	Сеть доступа	Метод* моду-	Дальность
стандарт	частот, ГГц	передачи данных,		ляции	действия, км
		Мбит/с			
WiMAX :	1,5–11	75	WMAN	BPSK, QPSK,	6-10
802.16d	10-66			QAM -16,64	
802.16c					
WiMAX,	2,3-13,6	40	Mobile	BPSK,	1–5
802.16e			WMAN	QPSK,	
				QAM-16,64	

Технические характеристики WiMAX технологии

\* Бинарная фазовая манипуляция BPSK (Binary Phase-Shift Keying), квадратурная фазовая манипуляция QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying), квадратурно – амплитуда модуляция QAM (Quadrature Amplitude Modulation).

Беспроводным каналам присуще многолучевое пространство сигналов, обусловленное физической природой их распространения в широкой полосе частот, эффекты отражений, преломлений и частотно-селективных замираний. Эти эффекты проявляются в межсимвольной интерференции передаваемых данных, в мультипликативных и аддитивных помехах. Повышение помехоустойчивости WiMAX частично решается различными методами, одним из которых является OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Концепция OFDM состоит в разделении выделенного ресурса в общем широкополосном беспроводном канале на ряд его частотных подканалов телекоммуникации, которые в сетях Mobile WiMAX с многопользовательским разнесением тоже разделены на временные слоты. В спецификации WMAN–OFDM (IEEE 802.16 – 2004) такое сочетание метода модуляции QAM с методом передачи OFDM при ограничении диапазонов подканалов верхней частотой 11 ГГц почти обеспечивало необходимый уровень качества телекоммуникации даже вне прямой радиовидимости и относительно невысокой сложности пользовательского оборудования [2].

Вместе с тем метод передачи OFDM весьма чувствителен к временным вариациям беспроводного канала, информация о состоянии которого может частично оцениваться по пилот-сигналам для адаптивного управления отношением сигнал/шум, кодированием и модуляцией, а также селективной и гибридной повторной пакетной передачей данных. Решение этих задач и обработка данных реализуются сетевой архитектурой WiMAX на основе семейства сетевых протоколов [4]. Согласно релизу 1.0 WiMAX общие принципы функционирования сетевой архитектуры должны быть достаточно гибкими и обеспечивать сетевое взаимодействие:

- для крупномасштабных плотных и небольших неплотных радиопокрытий;
- городских, пригородных и сельских территорий;
- лицензированных и/или уже изъятых частотных каналов;
- иерархических, плоских либо сеточных технологий и их вариантов;

• сосуществование фиксированных, меняющих местоположение, портативных и мобильных телекоммуникаций

Кроме того, сетевая архитектура WiMAX должна поддерживать логическое разделение между процедурами IP – адресации, маршрутизации, соединений и протоколами доступа для различных сценариев телекоммуникаций, в частности поддерживать функции сервиса совместного доступа посредством многих провайдеров. Ограничиваясь выделенными здесь из полного перечня общих принципов функционирования сетевой структуры WiMAX релиза 1.0, дополним их не вошедшими в указанный перечень другими, которые тоже характеризуют ряд требований, предъявляемым:

- к WiMAX-сервисам, включая мультимедийные;
- информационной безопасности;
- мобильности и хендоверам;
- качеству телекоммуникации;

• масштабируемости, расширяемости, области радиопокрытия и селекции оператора;

- сетевому взаимодействию и роумингу;
- управляемости и многопользовательскому разнесению.

Результаты сравнительного анализа проектных требований к функциям сетевой архитектуры и их развития в релизах WiMAX приведены в табл. 2.

Таблица 2

Дополнения к перечню	Релиз 1.5	Релиз 1.6	Релиз 2.0
по разделам релиза 1.0			
Есть (*)	* См. примеч. 1, 2		* См. примеч. 3
Нет (0)		0	

Релизы сетевой архитектуры WiMAX

\* 1. Дополнение к релизу 1.0 по разделу общих функций сетевая архитектура WiMAX должна:

• поддерживать сетевой сервис на основе простого IP – протокола;

• допускать сосуществование, по обстоятельствам операций на основе простого IP – протокола, мобильных IP и прокси мобильных IP – сервисов доступа и соединения для протоколов IPv4 и IPv6;

• поддерживать учет, назначение цен и требований местоположения для всех сценариев, независимо от простого IP – протокола либо конфигурации мобильной IP – сети.

\* 2. Дополнение к релизу 1.0 раздела WiMAX сервисы: сетевая архитектура должна поддерживать Ethernetтехнологию.

\* 3. Дополнение к разделам 1.5; 1.6 по разделу, сетевое взаимодействие и роуминг: сетевая архитектура WiMAX должна поддерживать виртуальной мобильной сети по контрактным соглашениям с одним или многими провайдерами сетевого доступа и сетевой инфраструктуры.

В заключение отметим, что изменения на физическом, сетевом или сеансовом уровнях WiMAX будут связаны с исследованием надежности функционирования сетевой архитектуры.

#### Список литературы

1. Гармонов А.В. и др. Технический обзор стандарта IEEE 802.16 // Мобильные системы. № 11. 2005.

2. The Digital Signal Processing, Handbook // 2<sup>nd</sup> Edition: Wireless, Networking, Radar, Sensor Array Processing, and Nonlinear Signal Processing / Editor – in – Chief V.K. Madisetti , CRC Press, 2010.

3. Аджемов С.С., Урядников Ю.Ф. Технологии широкополосного доступа: Динамика и перспективы развития // Электросвязь. № 1. 2011.

4. WiMAX Forum Network Architecture: WMF - T32 - 002 - R010v05/

# ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК В ТЕХНОЛОГИИ 5G

Е. А. Новикова, Т. А. Шобухова, Г. И. Абдрахманова (научный руководитель)

Уфимский государственный авиационный технический университет 450077, г. Уфа, Республика Башкортостан, Россия, ул. Карла Маркса, 12 E-mail: katrina nova@mail.ru, d.n.angel15@mail.ru

В данной статье рассмотрены вопросы, связанные с организацией излучения и приема сигналов в сетях 5G. Для этой цели предлагается использовать технологию МІМО и различные конфигурации фазированных антенных решеток. Также оценены перспективы внедрения технологии 5G на рынок.

В наше время сети 4G занимают исключительно дециметровый диапазон частот, 300 МГц – 3 ГГц, что составляет довольно малую часть от всей существующей полосы частот. Изначально такой диапазон частот был удобен, так как он короткий для использования малых антенн, но длины волны едва хватает, чтобы огибать различные препятствия на пути, и на данном этапе развития радиоэлектроники его уже недостаточно.

В проекте – использование миллиметрового диапазона, который лежит в пределах от 30 до 300 ГГц, т. е. есть возможность увеличения пропускной способности примерно в 100 раз. Сейчас существуют сети (WirelessHD и WiGig), которые используют миллиметровый диапазон. Они обеспечивают большую передачу несжатой информации на небольшие расстояния.

Мобильная индустрия до 2020 года планирует последовательно развивать идею 5G, согласно которой не только смартфоны, но и все остальные электронные устройства будут объединены в беспроводную сеть.

5G сможет объединить в единую гибкую сеть сотни тысяч абонентов на один квадратный километр – от владельца смартфона, просматривающего фильм в разрешении HD, до энергосберегающих датчиков, передающих всего несколько бит. Для этого устройства должны использовать различные технологии беспроводного соединения. Так, смартфон сможет плавно переключаться с Bluetooth на мобильную сеть, а затем на WLAN, причем без участия в этом процессе владельца [2].



Идея перспективная, но до сих пор открытой остается еще масса вопросов, среди которых один принципиальный: на каких частотах будет работать сеть 5G (рис. 1)?

Рис. 1. Частотный диапазон современных технологий связи

В сетях 5G становится возможным использование тактильного Интернета, который предполагает возможность дистанционного управления устройствами в режиме реального времени. В итоге сетям 5G должны быть выделены частоты в диапазоне свыше 5 ГГц, поскольку только на них можно будет передавать данные на гигабитных скоростях. Однако чем выше частота, тем труднее сигналу добраться до клиентского устройства без искажений. Например, в случае с технологией LTE, которая задействует частоту 800 МГц, радиоантенная мачта может находиться за пару километров. А для частот свыше 5 ГГц максимальное расстояние от антенны до клиентского устройства не превышает сотни метров. Следовательно, передающих станций должно стать больше, а их размеры – меньше.

С технической точки зрения у использования высоких частот есть преимущество: чем выше частота, тем короче длина волны сигнала, а вместе с тем меньше оптимальный размер приемной антенны. Так, для передачи на частоте 28 ГГц нужна антенна длиной всего 0,5 см. Однако сигнал на частоте 28 ГГц невозможно передать без искажений ввиду отражения, сдвигов и затуханий, поэтому для чистого приема одной антенны недостаточно.

Данная проблема решается за счет использования множества антенн MIMO (Multiple Input Multiple Output). Эта технология применяется для оптимизации приема LTE и WLAN, но, как правило, параллельно отправляются и принимаются всего 2–4 сигнала.

Увеличить пропускную способность позволяет модернизация антенн. Технология **МІМО** предусматривает увеличение скорости передачи данных и выравнивание сигнала к точке нахождения абонентского устройства при помощи сдвига фазы – технологии Beamforming (фазированные антенные решетки) [3].

Веатforming позволяет определить правильное направление выбранного клиентского устройства. Для этого излучатель сигнала (передатчик) изменяет фазу и соответствующую амплитуду сигнала. Он может создавать конструктивную интерференцию и деструктивную интерференцию, усиливая сигнал в определенном направлении и ослабляя конфликтующие сигналы. Функция beamforming стандарта 802.11ac использует преимущества технологии МІМО, при которой сигналы, посылаемые различным антеннам, объединяются для формирования более мощного сигнала. Что касается выбора изменения фазы, то это математическая процедура, которая называется калибровкой или зондированием канала.

Так, при модернизации антенн для высокоскоростной передачи и увеличения количества передающей информации в абонентское оборудование, поддерживающее технологию MIMO, сигнал будут принимать не две, а восемь антенн (рис. 2).

Для высоких частот используются технологии **Massive MIMO** («большая» MIMO). Проект Argos в университете Райса в Техасе отправляет сигнал с 64 антенн [1] (а в последующим проект был расширен до 96 антенн (рис. 3)). Данный прототип позволяет одной базовой беспроводной станции одновременно обслуживать более десятка пользователей на одной частоте. Принцип работы строится на технологии формирования многопользовательской диаграммы направленности сигнала, где любой постоянный сдвиг фазы является таким же сигналом. Система, имеющая древовидную структуру со шлейфовым подключением, используя данные центра синхронизации, позволяет корректно обрабатывать сигнал каждой антенны. Но данный проект связан с проблемами синхронизации, вычислительных мощностей и использованием новых стандартов. Однако если в будущем он окажется успешен, то он позволит использовать увеличение количества антенн до нескольких сотен, что изменит существующие подходы к пропускной способности сетей.



Рис. 2. Схемы работы технологии Beamforming



Рис. 3. Первая большая beamforming базовая станция проекта Аргос

Первые прототипы показывают, что разработка технологии 5G с внедрением в нее ФАР будет идти еще пару лет, прежде чем подобное появится у большого количества абонентского оборудования. Однако значительное превосходство в скорости передачи данных, количества одновременно обслуживающихся абонентов и выгодность рынка данной технологии является большим поводом для быстрого внедрения данной технологии. Прогнозируемое время появления технологии – конец 2020 года. В тестировании технологии учувствуют такие компании, как NTT DoCoMo, Huawei, Ericsson, Samsung вместе с Нью-Йоркским исследовательским институтом.

### Список литературы

1. Университет Райса в Texace, проект Argos. http://argos.rice.edu/

2. 5G: универсальная беспроводная сеть // Chip (компьютерный журнал), 25 августа 2015. http://ichip.ru/5g-universalnaya-besprovodnaya-set.html;

3. Новые технологии высокоскоростных сетей // Chip (компьютерный журнал), 13 февраля 2015. http://ichip.ru/novye-tekhnologii-vysokoskorostnykh-setejj.html

### СИСТЕМА СБОРА И ОБРАБОТКИ ДАННЫХ КЛИМАТИЧЕСКОЙ ЭКРАНИРОВАННОЙ ТЕМ-КАМЕРЫ

А. В. Осинцев, А. А. Собко, М. Е. Комнатнов (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40 E-mail: kubenet@gmail.com

Представлена система сбора и обработки данных (ССОД) терморегулятора климатической экранированной ТЕМ-камеры, а также структурная схема и архитектура аппаратно-программного комплекса ССОД с использованием операционной системы реального времени. Разработаны платы для датчиков температуры. Описаны алгоритмы и программное обеспечение для ССОД.

Управление технологическим объектами и контроль протекающих в них процессов связаны с трудоемким процессом сбора данных. На современном этапе технологического развития часто возникает задача получения данных с большого количества объектов и проведения вычислений за ограниченный промежуток времени [1]. Для обеспечения пользователя актуальной информацией об изменении параметров контролируемой системы необходимо проводить обработку потоков данных (хранение, расчет) в реальном времени, для чего необходимы проектирование специальных решений при построении архитектуры аппаратно-программного комплекса на основе микропроцессорных цифровых измерительных устройств и разработка специализированного программного обеспечения (ПО). Совокупность измерительных устройств и вычислительных комплексов по работе с данными формирует систему сбора и обработки данных (ССОД). В её задачи входят функции оперативного получения и организации хранения данных для последующего анализа с помощью ПО.

В последние годы доминирующей тенденцией при проектировании ССОД стало объединение микропроцессорных средств, аппаратуры сбора данных и цифровой обработки в единую информационную систему. Таким образом, построение ССОД является актуальной задачей, применимой к работе в различных отраслях промышленности [2].

В Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники разрабатывается климатическая экранированная ТЕМ-камера [3–7]. Задачей одной из её внутренних систем является высокоточный контроль и регулирование уровня температуры поверхности, находящейся внутри ТЕМ-камеры. Помимо сбора и хранения данных, информация с датчиков температуры (ДТ) необходима для своевременно расчета управляющего сигнала широтно-импульсной модуляции (ШИМ) в модуле ПИД-регулятора и организации структуры хранения полученных данных для экспорта в специализированное ПО для проведения анализа. Считывание данных температуры происходит путем последовательного опроса ДТ, поэтому при их большом количестве возникает потребность в ССОД для ТЕМ-камеры.

Цель работы – разработка программно-аппаратного комплекса системы сбора данных для климатической экранированной ТЕМ-камеры.

Архитектура ССОД отражает внутреннее устройство системы, взаимодействие потоков данных между компонентами и их зависимости. В функции ССОД входит своевременное получение и запись данных во внешнюю память, которые с определенным периодом или по системному событию загружаются в персональный компьютер (ПК) для анализа. Регулирование температуры (нагрев/охлаждение) поверхности ТЕМ-камеры происходит посредством термоэлектрических элементов Пельтье (ЭП). При проектировании ССОД терморегулятора климатической экранированной ТЕМ-камеры учитывались особенности формирования управляющих сигналов ШИМ: многофазное

управление ЭП для снижения потребляемой мощности [8]. В результате разработан алгоритм получения данных с ДТ и расчета управляющего сигнала ШИМ в модуле ПИДрегулятора для следующей фазы питания во время текущей (рис. 1). Алгоритм позволяет обеспечить актуальность данных на текущий момент времени и избежать лишних вычислений. Кроме того, он гарантирует расчет нужного количества полученных данных, за счет чего повышается рост отклика работы ПО терморегулятора и снижается вычислительная нагрузка без ущерба работы камеры.

Шаг 1. Опрос датчиков температуры для *N*-й фазы сигнала ШИМ.

Шаг 2. Запись полученных данных в память МК.

Шаг 4. Расчет в ПИД-регуляторе для *N*-й фазы сигнала ШИМ.

Шаг 5. Работа *N*-й фазы ЭП.

Шаг 7. Переход на Шаг 2.

#### Рис. 1. Псевдокод алгоритма работы ССОД

Достижение эффекта параллельного выполнения задач ПО достигается за счет использования в МК кооперативной операционной системы реального времени (ОСРВ), контролирующей работу ПО (управление задачами, контроль использования и выделения ресурсов МК, обработка прерываний, вывод информации на дисплей и т. д.) [9] посредством системных служб [10]. На плате управления терморегулятором расположено четыре МК, связь между которыми происходит по интерфейсу SPI (рис. 2). Один МК является ведущим (Master), получает информацию с ДТ, подключенных к трем ведомым (slave) МК. Выгрузка данных с ведущего МК происходит посредством ПО оператора на ПК.



Рис. 2. Структурная схема терморегулятора

ССОД классифицируются по способу получения информации (сканирующие, мультиплексорные, параллельные, мультиплицированные), по способу сопряжения с

Шаг 3. Отправка структуры данных на ПК.

Шаг 6. Считывание данных с ДТ для (N+1)-й фазы сигнала ШИМ.

ПК (на основе встраиваемых плат, на основе модулей, магистрально-модульные, группы цифровых измерительных приборов). Принято различать три вида архитектуры ССОД: централизованная, распределенная и смешанная.

При разработке ССОД была выбрана смешанная архитектура (рис. 3), так как она позволяет обеспечить работу локальных модулей, контролируемых ОСРВ в рамках одного МК, и управлять потоком данных протекающих внутри ССОД (между МК), используя ПО оператора на ПК. Сбор данных происходит с плат датчиков температуры (ПДТ), подключенных к плате управления терморегулятора по интерфейсу I<sup>2</sup>C (TWI) [11].



Рис. 3. Смешанная архитектура ССОД

Разработан ряд ПДТ (рис. 4, *a*). Каждая плата обеспечивает функционирование трёх ДТ, расположенных на нижнем слое. Остальные элементы и соединители расположены на верхнем слое. ПДТ устанавливаются на ТЕМ-камеру нижней стороной так, что ДТ прилегают к поверхности ТЕМ-камеры между рядами ЭП в определенных местах (рис. 5). Для этого платы сделаны одних размеров ( $122 \times 5$  мм) и с идентичным расположением электронных компонентов (рис. 4, *б*, *в*).

	CI	R5 R6 R4 C2 ■ ● ■ ■ ■ ● ● ■ ■ ■ ●	•••	R8 R9 R7 C	
•••	• 🚺 :• • • •	••••••	• • •	••••••••	<b></b> •••• <sup>6</sup>
			- <u>-</u>	/ <u>^</u>	
			- <u>-</u>	/ <u>^_</u>	
			_ <u></u>	/ <u>^</u>	
	в			2	

Рис. 4. Расположение компонентов на ПДТ вид сверху (*a*) и снизу (*б*), топология четырех ПДТ ТОР (*в*) и ВОТТОМ (*г*)

В качестве ДТ использованы MAX31725 [12], которые обладают рядом преимуществ по сравнению с имеющимися аналогами, что позволяет с высокой скоростью и точностью обрабатывать данные. Помимо этого они имеют компактные размеры (3×3 мм), а также позволяют включение дополнительных ДТ, не изменяя структуры ПО
Таблица

ССОД. Возможность задания различных адресов для каждого ДТ позволяет обеспечить связь по одной линии I<sup>2</sup>C. Все ПДТ различаются топологией, обеспечивающей индивидуальные фиксированные адреса, задаваемые комбинациями вариантов включения адресных контактов ДТ (таблица).

		. 1	1	51 ( )		
Номер ДТ	ПДТ 1	ПДТ 2	ПДТ 3	ПДТ 4	ПДТ 5	ПДТ 6
1	0x90	0x96	0x9C	0xB0	0x82	0x84
2	0x92	0x98	0x9E	0xB6	0x80	0x8A
3	0x94	0x9A	0xB4	0xB2	0x86	0x88

Адреса датчиков температуры (*hex*)



Рис. 5. Расположение группы ЭП, работающих в одной фазе (1), ПДТ (2), ЭП (3)

В программном модуле работы с ДТ реализованы функции по работе с ПДТ. Информацию о температуре и рассчитанный на её основе управляющий сигнал ШИМ ОСРВ записывает в ЕЕРROM-память МК (рис. 6). В результате работы ССОД формируется файл данных, который загружается с ведущего МК терморегулятора, в специализированное ПО для проведения анализа, построения графиков изменения температуры ТЕМ-ячейки с привязкой ко времени. Основываясь на полученных данных, можно анализировать работу ТЕМ-камеры, контролировать изменения её работы в зависимости от параметров системы (коэффициенты ПИД-регулятора, скорость и время достижения требуемого уровня температуры).



Рис. 6. Структура ССОД терморегулятора

Основываясь на показаниях с ДТ и возможности идентификации показаний каждого из них, возможно воссоздать весь процесс изменения температурного поля ТЕМкамеры с момента начала работы и наблюдать за его распределением с использованием графических средств. Это позволяет проводить визуальное наблюдение за работой всей климатической экранированной ТЕМ-камеры и отображать её в любой момент времени, как показано на рис. 7.



Рис. 7. Распределение теплового поля поверхности ТЕМ-камеры

Таким образом, разработана ССОД климатической экранированной ТЕМ-камеры, в задачи которой входит сбор и обработка данных с ПДТ. Анализ полученных данных позволит рассчитать оптимальные параметры работы терморегулятора климатической экранированной ТЕМ-камеры.

Работа выполнена в рамках государственного задания №8.1802.2014/К Министерства образования и науки Российской Федерации.

#### Список литературы

1. Fischer H., et al. The COMPASS Data Acquisition System // IEEE Trans. Nuclear Science. 2002. V. 49, 2. April. P. 443–447.

2. Применение беспроводных сетевых технологий в системах сбора сейсморазведочных данных / О.Н. Шерстюков, Е.Ю. Рябченко, А.Р. Гаязутдинов, С.Л. Мартынчук // Георесурсы. 2011. № 6. С. 50–56.

3. Пат. 2558706 РФ. Климатическая экранированная камера / Комнатнов М.Е., Газизов Т.Р. (РФ). Заявка № 2014103639. Заявл.: 3.02.2014; опубл.: 08.07.15.

4. Комнатнов М.Е., Газизов Т.Р. Камера для совместных климатических и электромагнитных испытаний электронных компонентов // Техника радиосвязи. 2014. № 3(23). С. 84–91.

5. Комнатнов М.Е., Газизов Т.Р. О совместных климатических и электромагнитных испытаниях // Доклады Томск. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2014. № 4. С. 39–45.

6. Осинцев А.В., Комнатнов М.Е. Программное обеспечение терморегулятора климатической экранированной ТЕМ-камеры // Электронные средства и системы управления: материалы докладов XI междунар. науч.-практ. конф. (25–27 ноября 2015 г.): в 2 ч. Ч. 2. Томск: В-Спектр, 2015. С. 55–59.

7. Komnatnov M.E., Gazizov T.R. Environmental Shielded TEM Chamber for Biomedical Testing Proc. of IEEE International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-Bio 2014), London, 2014. P. 1–3.

8. Пятифазная широтно-импульсная модуляция терморегулятора / А.В. Осинцев, М.Е. Комнатнов, А.А. Собко, А.В. Демаков // XIX Всерос. науч.-техн. конф. молодых ученых и студентов с междунар. участием «Современные проблемы радиоэлектроники» (Рязань). 2016 [принято к печати].

9. Осинцев А.В., Собко А.А., Комнатнов М.Е. Обзор операционных систем реального времени // Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР-2016». 2016 [принято к печати].

10. Atmel ATmega640/V-1280/V-1281/V-2560/V-2561/V. [Электронный ресурс]. URL: http://www.atmel.com/images/atmel-2549-8-bit-avr-microcontroller-atmega640-1280-1281-2560-2561 datasheet.pdf (дата обращения 10.01.2016).

11. The I2C-bus and how to use it (including specifications). [Электронный pecypc]. URL: http://www.i2c-bus.org/fileadmin/ftp/i2c\_bus\_specification\_1995.pdf (дата обращения 5.02.2016).

12. MAX31725/MAX31726 ±0.5°C Local Temperature Sensors. [Электронный ресурс]. URL: https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX31725-MAX31726.pdf (дата обращения 5.02.2016).

# О МЕЖСПУТНИКОВОЙ ОПТИЧЕСКОЙ СВЯЗИ, КЛЮЧЕВОМ НАПРАВЛЕНИИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ ПЛАТФОРМЫ «НАЦИОНАЛЬНАЯ ИНФОРМАЦИОННАЯ СПУТНИКОВАЯ СИСТЕМА»

А. В. Терещенко, Ю. В. Коловский (научный руководитель)

ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет» 660041, г. Красноярск, просп. Свободный, 79/10 E-mail: kolovskiuv@yandex.ru

Приведены результаты анализа проблем, возникающих при создании межспутниковых и атмосферных оптических линий связи и передаче информации. Рассмотрены требования к линиям связи и принципы их построения, критерии оптимизации состава бортовой аппаратуры дуплексной межспутниковой оптической линии связи и перехода на полудуплексную передачу сигналов, целесообразную в линиях между низколетящим (информационным) спутником и спутником на геостационарной орбите (ретранслятором).

Современные тенденции развития спутниковых систем связи и передачи информации характеризуются ростом потребности в пропускной способности межспутниковых каналов связи. За последние 30-35 лет во всем мире выполнено множество работ и исследований по созданию систем космической лазерной связи линий до (1...5) Гбит/с, с увеличением дальности от 1000 до 80 000 км, уменьшением массы, энергопотребления и габаритных размеров спутниковой аппаратуры – все это достигается при обеспечении скрытности и защищенности передачи, уменьшении зависимости функционирования линий от наземных пунктов управления и существенном увеличении срока активного существования аппаратуры на орбите (до 15 лет). Наилучшие возможности удовлетворения этим требованиям имеет новый для спутниковых систем связи и передачи информации диапазон – оптический [1-3]. Этот очевидный вывод нашел подтверждение на ежегодной конференции технологической платформы «НАЦИОНАЛЬ-НАЯ ИНФОРМАЦИОННАЯ СПУТНИКОВАЯ СИСТЕМА» (ТП НИСС). Положение дел в этой области усугубляется необходимостью развертывания подобной системы на базе отечественных разработок. В России проводилось и осуществляется в настоящее время большое число исследований по данной теме. Ожидается, что в ближайшие 5-10 лет системы космической лазерной телекоммуникации получат широкое распространение. В рамках ТП НИСС ведутся работы по созданию принципов построения межспутниковых оптических линий связи и передачи информации, определения их роли и места в современных системах связи, а также принципов разработки ключевых устройств аппаратуры на отечественной элементной базе. Основные усилия направляются на создание межспутниковых оптических линий связи (МОЛС). Межспутниковые оптические линии связи являются космическими линиями следующего, относительно радиолиний, поколения. Длины волн видимого и ближнего ИК-диапазонов (1,6...0,5 мкм). Малая длина волны при диаметрах антенн 0,2...0,35 м позволяет создавать сверхузкие пучки расходимостью в 1...5 угл. с, обеспечивая тем самым практически полную скрытность и защищенность от организованных помех межспутниковых линий. Такие линии могут передавать цифровую информацию на расстояния до 80000 км со скоростью 1,2 Гбит/с и более. Наивыгоднейшей областью применения являются дуплексные МОЛС между низколетящими спутниками дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) на высотах 300...1500 км и спутником-ретранслятором на геостационарной орбите (ГСО) с дальностью 40 000 км, а также линии между двумя спутниками-ретрансляторами на ГСО с дальностью до 80 000 км. За рубежом наибольшего прогресса добились в Европе (Европейское космическое агентство ЕКА) и Японии (Национальное агентство космических разработок). В настоящее время в экспериментальном режиме работают две МОЛС [5].

Разработка аппаратуры этих линий началась в конце 80-х гг. прошлого столетия. Этим объясняется такая низкая (по современным требованиям) пропускная способность передачи цифровых изображений, так как скорость ограничивалась максимальными мощностями (60 мВт) существующих в то время долговечных полупроводниковых одномодовых лазеров. Ограниченная мощность обусловливала применение оптических антенн диаметром 200...300 мм с диаграммами направленности излучения на передачу и приём около 4 угл. с. Но такая сверхузкая диаграмма направленности приводила к усложнению всей бортовой аппаратуры. Так, она оказалась соизмеримой с амплитудой вибраций на спутнике, что повлекло за собой включение в состав аппаратуры скоростного оптического дефлектора, компенсирующего колебания диаграмм антенны. Узкая диаграмма оказалась меньше угла упреждения, обусловленного взаимным перемещением спутников-корреспондентов за время прохождения сигнала между ними. Например, для расстояния между спутниками 80 000 км угол упреждения составляет максимально возможную величину в 17 угл. с. Поэтому в аппаратуру вводится оптическая система, смещающая ось диаграммы излучения относительно оси приемной диаграммы, - устройство упреждения.

Для минимизации масс и габаритных размеров в рассматриваемой аппаратуре используется единая антенна для приема и передачи, что потребовало обеспечения развязки в аппаратуре между передаваемым и принимаемым сигналами  $\approx 65$  дБ. Эта развязка обеспечивается только при использовании между передаваемым и принимаемым сигналами разноса по длине волны и при применении взаимной ортогональной поляризации принимаемого и передаваемого сигналов внутри аппаратуры. Кроме того, из-за дефицита мощности необходимо применять призменный тракт передачи сигналов от оптических устройств к антенне, поскольку использование для этих целей оптоволокна увеличивает потери в тракте. Масса ранее созданной аппаратуры составила  $\approx 150$  кг, что в 2 раза меньше, чем у аналогичной аппаратуры радиодиапазона. Такую аппаратуру можно назвать аппаратурой первого поколения. Использование единой антенны на прием и передачу позволит минимизировать габаритные размеры и массу аппаратуры, что существенно для современных спутниковых систем связи, у которых наблюдается явная тенденция к уменьшению размеров спутников [3].

Проблема создания бортовой аппаратуры распадается на три направления:

1) создание канала передачи информации, т. е. мощных высокоскоростных оптических передатчиков и соответствующих фотоприемных устройств.

2) разработка оптических систем, формирующих секундные диаграммы излучения антенн и обеспечивающих развязку приемных и передающих оптических каналов на 70 ... 80 дБ.

3) создание систем наведения, обеспечивающих взаимное наведение диаграмм на прием и передачу оптических антенн корреспондентов и взаимное сопровождение в процессе связи.

В России ведутся работы по созданию МОЛС в направлении создания многоантенной бортовой аппаратуры (5...6 апертур) и с использованием дорогостоящей иностранной элементной базы.

Создание систем наведения осложняется тем, что на спутниках – носителях аппаратуры МОЛС – имеются вращающиеся устройства (например, гиродины), малые ракетные двигатели и другие механические элементы, создающие на рамах (корпусах) спутников вибрации со спектром шириной до 500...1000 Гц и угловой амплитудой до 1 угл. с, что соизмеримо с шириной диаграмм направленности передающих антенн.

Сегодня в России сложилась ситуация, когда главные конструкторы спутниковых систем не включают МОЛС в их состав, так как аппаратура не прошла космическую

отработку. Для проведения отработки не следует идти путем повторения мирового опыта, т. е. создавать и запускать два экспериментальных спутника с аппаратурой МОЛС, из-за значительных финансовых затрат [1].

Ведутся разработки принципов и алгоритмов функционирования системы наведения дуплексных моноантенных МОЛС. В основу было положено: единая длина волны для поиска, захвата корреспондента и слежения за ним; использование информационного сигнала для слежения за корреспондентом в процессе связи; применение скоростных оптических дефлекторов в качестве исполнительных устройств для отработки вибраций в диапазоне 3...1000 Гц. Отличительной особенностью этих устройств является наличие в них датчика угла, определяющего направление на корреспондента с точностью до 10 угл. с. Эти принципы позволяют минимизировать массу, габаритные размеры, энергопотребление и стоимость бортовой аппаратуры, а также повысить ее надежность. В результате анализа известных отработанных пеленгаторов выявилось, что телевизионные пеленгаторы на фотодиодных ПЗС матрицах не позволяют при необходимом числе диодов (103...104 штук) обеспечить максимально достижимую одним фотодиодом энергетическую чувствительность. Квадрантные фотодиодные пеленгаторы не обладают долговременной стабильностью оси, обусловленной дрейфом параметров системы фотодиод – усилитель в течение требуемых для аппаратуры 15 лет активного существования, хотя и обеспечивают максимальную энергетическую чувствительность. Требует разработки твердотельный электрооптический координатор, совмещающий чувствительность отдельного фотодиодного канал со стабильностью оси.

В качестве источников излучения в режиме вхождения в связь в системе наведения используются недорогие отечественные мощные многомодовые лазеры [5], производство которых освоено отечественными предприятиями. В качестве антенны предполагается использовать телескопическую зеркальную систему на основе имеющейся в ОАО ЛОМО технологии. Сравнение принятого зеркального метода передачи оптического сигнала по тракту оптико-механической системы с волоконно-оптическим способом показало, что при использовании световолокна возникают большие потери излучения, а также возникают проблемы обеспечения «упреждения» оси излучения на передачу относительно оси на прием. Основным подходом при создании передающего канала МОЛС является ориентация на отечественную элементную базу.

Первое требование к ЛИ таково: это увеличение мощности до 150...200 мВт должно осуществляться без ухудшения качества пучка, излучение должно оставаться одномодовым с расходимостью, близкой к дифракционной. Кроме того, такие лазеры должны иметь высокий ресурс (10...100 тыс. ч) и стабильность характеристик в импульсно-кодовом режиме модуляции. За последнее время появились новые устройства – волоконно-оптические усилители (ВОУ), более мощные, чем одномодовые полупроводниковые лазеры [4].

Диапазон – 1,06 мкм. Для этого диапазона фотоприемники делаются из кремния, и они наиболее чувствительны. Иттербиевый усилитель имеет КПД 28 %, что делает диапазон 1,06 мкм наиболее привлекательным в части энергетических параметров. Диапазон 1,55 мкм гораздо безопаснее для людей, но чувствительность приемников меньше, чем у кремниевых, а безопасность автоматической аппаратуры, предназначенной для работы в безлюдном космосе, не может явиться определяющим фактором [5].

Создание систем наведения, обеспечивающих требуемые по точности и динамике характеристики взаимного наведение диаграмм на прием и передачу оптических антенн корреспондентов и взаимное сопровождение в процессе связи, вряд ли возможно без применения когнитивных технологий и адаптивного управления оптическими каналами. В России ведутся работы по созданию МОЛС в направлении создания многоантенной бортовой аппаратуры, в частности, накоплен определённый опыт по созданию гибридных интеллектуальных систем управления на основе гибридных мягких вычислений [6–11].

#### Список литературы

1. Katzman M. Editor. Laser Satellite Communications, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1987.

2. William K. Pratt. Laser Communication Systems. JOHN WILEY & SONGS, Inc. New York. 1970.

3. Бортовой унифицированный терминал межспутниковой лазерной системы передачи информации // ИБПА 461249.008 ПЗ. М.: ФГУП НИИГШ, 2001.

4. Крюкова И.В., Чуковский Н.Н. Проблемы создания аппаратуры для межспутниковых и атмосферных оптических линий связи // Вестн. МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. «Машиностроение». 2007. № 1. С. 09–23.

5. Новая концепция построения бортовой аппаратуры межспутниковых оптических линий связи / С.Е. Широбакин, И.В. Крюкова, Н.Н. Чуковский, Г.Ю. Тананаев // Вестн. МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. «Машиностроение». 2008. № 2. С. 122–127.

6. Kolovski Y.V., Ten V.P. New Developments of Methods of Highly Precision Measurements of 3 nd Order Deviation Parameters of Surface Shape // Conference ITT-98. Iowa State University, Ohio, USA, 1998. P. 383–387.

7. Коловский Ю.В. Интеллектуальные системы функциональной диагностики и управления бортовыми гибридными зеркальными антеннами // Материалы междунар. конф. по мягким вычислениям и измерениям. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2003. Т. 2. С. 63–66.

8. Лектусаров Е.Н., Миронов В.А., Коловский Ю.В. Нейросетевая стереофотограмметрическая система [Электронный ресурс] // Сб. тезисов докладов конф. «Современные проблемы радиоэлектроники». Красн. гос. техн. ун-т. 2002. http://ire.krgtu.ru/doc/konf107

10. Коловский Ю.В., Левицкий А.А., Маринушкин П.С. Компьютерное моделирование компонентов МЭМС // Проблемы разработки перспективных микро-и наноэлектронных систем: сб. науч. трудов Всеросс. науч.-техн. конф. 2008; под общ. ред. акад. А. Л. Стемпковского. М.: ИППМ РАН, 2008.

11. Иванов Д.В., Коловский Ю.В. Определение точности калибровки цифровых фотокамер в фотограмметрических системах // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. ст. Красноярск: ИПК СФУ, 2007. С. 493–496.

# РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МИНИМАЛЬНОГО ЧИСЛА МАРШРУТОВ МЕЖДУ ПАРАМИ ИСТОЧНИК – ПРИЕМНИК ПРИ ЗАДАННОМ РАСПРЕДЕЛЕНИИ ТРАФИКА

С. С. Толстихин, К. Э. Гаипов (научный руководитель)

Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М.Ф. Решетнева 660014, Красноярский край, г. Красноярск, пр. имени газеты «Красноярский рабочий», 31

В данной работе рассматривается алгоритм определения количества трафика от источников в каждом канале связи, обеспечивающий минимальное число маршрутов сети.

## Введение

В сетях, где между передающей и приёмной сторонами существует один маршрут, обычно не возникает необходимость выбора пути доставки информации. Однако если существует более одного канала связи, то задача сводится к поиску оптимального маршрута. Кроме того, эта задача возникает после распределения трафика, т. е. определены загрузки канала связи, но не определено количество маршрутов между отправителем и получателем после такого распределения. В предложенной статье предлагается решение задачи поиска минимального числа маршрутов между парами источник – приёмник.

#### Постановка задачи

Пусть сеть задана графом G(N,K), в котором часть ребер являются источниками трафика, а часть – приемниками. M – число ребер графа, K – число узлов(вершин графа), N – число источников, L – число приемников. Направление потоков между каждой парой задается матрицей запросов D. Задача заключается в нахождении решения, обеспечивающего минимальное число маршрутов.

Зададимся матрицей запросов, показывающей интенсивность трафика по ветвям от каждого источника

$$D = \begin{pmatrix} d_{11} & d_{12} & \dots & d_{1L} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ d_{n1} & d_{n2} & \dots & d_{NL} \end{pmatrix},$$
 (1)

где  $d_{nl}$  – поток от источника *n* в приёмник *l*, тогда поток от каждого источника  $\Lambda_N$  найдём как сумму элементов строк матрицы

$$\sum_{l=1}^{L} d_{nl} = \Lambda_N \,. \tag{2}$$

Имея потоки (2), составляем уравнения

$$\sum_{n=1}^{N} \lambda_{mn} = \Lambda_{m}, \qquad (3)$$

где  $\lambda_{mn}$  – поток от *n* источника по ветви *m*, а  $\Lambda_m$  определяет суммарный поток от всех источников по ветви и

$$\sum_{n=1}^{N} \sum_{m=1}^{M} \lambda_{mn}^{k} = 0.$$
(4)

Уравнение (4) определяет сумму потоков в узле k от каждого источника. Для решения задачи нахождения минимального числа маршрутов необходимо, чтобы выполнялось условие  $\lambda_{nm} \ge 0$ . С учётом последнего (3) и (4) составляется система неравенств, решение которой определяет долю потока в ветви m от источника n:

$$\begin{cases} \sum_{n=1}^{N} \lambda_{mn} = \Lambda_{m} \\ \sum_{n=1}^{N} \sum_{m=1}^{M} \lambda_{mn}^{k} = 0 \\ \lambda_{mn} \ge 0 \end{cases}$$
(5)

При нахождении решения системы (5) необходимо принять во внимание, что  $\lambda_{mn} = \lambda_{mn}^k$ , так как  $\lambda_{mn}^k$  определяет поток входящий (исходящий) из узла k.

Для примера рассмотрим сеть, представленную на рис. 1, в которой ветви 9, 11, 13, 15 являются источниками, а 10, 12, 14, 16 – приемниками.



Рис. 1. Исследуемая сеть

Задается матрица запросов

$$D = \begin{pmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} \\ d_{21} & d_{22} & d_{23} \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} \\ d_{41} & d_{42} & d_{43} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 620 & 100 & 320 \\ 410 & 520 & 320 \\ 490 & 900 & 200 \\ 420 & 200 & 60 \end{pmatrix}.$$

Пользуясь (2), получаем потоки от каждого источника:

 $\Lambda_9 = 1040, \Lambda_{11} = 1250, \Lambda_{13} = 1590, \Lambda_{15} = 680.$  После получения потоков составляется система уравнений (5). При составлении системы учитывается, что входящий в узел поток берется с положительным знаком, а выходящий – с отрицательным. Поток любой ветви источника не может проходить по ветвям других источников, что даёт  $\lambda_{9_2} = 0, \lambda_{9_3} = 0, \lambda_{9_4} = 0$ .  $\lambda_{10_1} = 0$ , так как сам себе источник передавать ничего не может. Вышеперечисленные условия также распространяются на все остальные пары.

С учётом всего вышесказанного получаем

$$\begin{cases} -\lambda_{11} + \lambda_{21} + \lambda_{31} - \lambda_{41} + 1040 = 0 \\ -\lambda_{12} + \lambda_{22} + \lambda_{32} - \lambda_{42} - 410 = 0 \\ -\lambda_{13} + \lambda_{22} + \lambda_{33} - \lambda_{43} - 490 = 0 \\ -\lambda_{14} + \lambda_{24} + \lambda_{34} - \lambda_{44} - 420 = 0 \end{cases}$$

$$\begin{pmatrix} \lambda_{11} + \lambda_{12} + \lambda_{13} + \lambda_{14} = 1300 \\ \lambda_{21} + \lambda_{22} + \lambda_{23} + \lambda_{24} = 1940 \\ \lambda_{31} + \lambda_{32} + \lambda_{33} + \lambda_{34} = 680 \\ \lambda_{41} + \lambda_{42} + \lambda_{43} + \lambda_{44} = 1040 \\ \lambda_{51} + \lambda_{52} + \lambda_{53} + \lambda_{54} = 520 \\ \lambda_{61} + \lambda_{62} + \lambda_{63} + \lambda_{64} = 320 \\ \lambda_{71} + \lambda_{72} + \lambda_{73} + \lambda_{74} = 1590 \\ \lambda_{81} + \lambda_{82} + \lambda_{83} + \lambda_{84} = 480 \end{cases}$$

$$\begin{pmatrix} \lambda_{51} - \lambda_{61} - \lambda_{71} + \lambda_{81} - 100 = 0 \\ \lambda_{52} - \lambda_{62} - \lambda_{72} + \lambda_{82} - 520 = 0 \\ \lambda_{53} - \lambda_{63} - \lambda_{73} + \lambda_{83} + 1590 = 0 \\ \lambda_{54} - \lambda_{64} - \lambda_{74} + \lambda_{84} - 60 = 0 \\ \begin{pmatrix} -\lambda_{31} + \lambda_{41} - \lambda_{51} + \lambda_{61} - 320 = 0 \\ -\lambda_{32} + \lambda_{42} - \lambda_{52} + \lambda_{62} - 320 = 0 \\ -\lambda_{33} + \lambda_{43} - \lambda_{53} + \lambda_{63} - 200 = 0 \\ -\lambda_{34} + \lambda_{44} - \lambda_{54} + \lambda_{64} + 680 = 0 \\ \end{pmatrix}$$

Минимальное число маршрутов между каждой парой обеспечивает наибольшее число нулевых решений системы (6) с учётом того, что  $\lambda_{mn} \ge 0$ . Для рассматриваемого случая система (6) имеет решение:

$$\begin{split} \lambda_{11} &= 1040, \lambda_{12} = 0, \lambda_{13} = 0, \lambda_{14} = 260, \lambda_{21} = 0, \lambda_{22} = 1250, \lambda_{23} = 690, \lambda_{24} = 0, \lambda_{31} = 0, \lambda_{32} = 0, \\ \lambda_{33} &= 0, \lambda_{34} = 680, \lambda_{41} = 0, \lambda_{42} = 840, \lambda_{43} = 200, \lambda_{44} = 0, \lambda_{51} = 0, \lambda_{52} = 520, \lambda_{53} = 0, \lambda_{54} = 0, \\ \lambda_{61} &= 320, \lambda_{62} = 0, \lambda_{63} = 0, \lambda_{64} = 0, \lambda_{71} = 0, \lambda_{72} = 0, \lambda_{73} = 1590, \lambda_{74} = 0, \lambda_{81} = 420, \lambda_{82} = 0, \\ \lambda_{83} &= 0, \lambda_{84} = 60. \end{split}$$

Для обеспечения наибольшего числа нулевых решений необходимо определиться с методом решения системы неравенств. Для рассматриваемого случая был выбран линейный метод решения, реализованый в пакете MathCAD, так как в этом алгоритме заложены методы редукции Гауса или Жордана, что и обеспечивает максимальное число нулей в результате решения, применение же итерационных методов решения не дает такого эффекта.

На основании полученного решения определим маршруты, изображенные на рис. 2.

Современные проблемы радиоэлектроники. 2016



Рис. 2. Маршруты в исследуемой сети

## Вывод

На рис. 2 видно, что между каждой парой источник – приемник всего по одному маршруту. Особенностью данного метода является отсутствие каких-либо граф комбинаторных алгоритмов поиска маршрутов. Дальнейшим развитием предложенного алгоритма является наложение дополнительных ограничений на длину маршрута, сквозную задержку по каждому маршруту или других качественных показателей трафика. Применение данного метода расчета приведет к тому, что число маршрутов в таблице коммутации или маршрутизации уменьшится, что обеспечит увеличение производительности узлов коммутации и, как следствие, сети в целом.

# ИССЛЕДОВАНИЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТРАФИКА В СЕТЯХ SDN МЕТОДОМ ТЕНЗОРНОГО АНАЛИЗА

А. Ю. Турбов, Д. Ю. Пономарев (научный руководитель)

ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет» 660041, г. Красноярск, просп. Свободный, 79/10

В данной статье освещается вопрос распределения трафика между узлами сети SDN. В ходе исследования рассчитываются загрузки каждого узла исследуемой сети при помощи контурного метода тензорного анализа. После полученных результатов сделаны выводы о применимости используемого математического аппарата в качестве основного инструмента исследования таких сетей, а также выводы об особенностях распределения трафика в сетях SDN.

## Введение

Учитывая существующую тенденцию развития сетей SDN, ожидать их внедрения в реальные условия стоит уже через 3–5 лет. Такие сути будут использоваться не для элементарной передачи данных, например, доступ в сеть Интернет, а еще и для передачи аудио- и видеоинформации. В соответствии с этим становятся актуальными вопросы качества обслуживания, так как без действительно работающих методов обеспечения QoS сеть не будет функционировать в должном виде. На сегодняшний день можно говорить о том, что действительно применимые к реальным условиям методы обеспечения QoS для сетей SDN отсутствуют. Все эти методы находятся либо на стадии тестирования, либо на стадии разработки и далеки от реализации. В связи с этим разработка методов обеспечения QoS в сетях SDN является действительно актуальной задачей.

Существующие методы обеспечения QoS в SDN имеют в своей основе сложную структуру, состоящую из множества элементов. Математические модели таких методов довольно громоздки, а практическая реализация с привлечением какого-либо языка программирования вызывает значительные трудности.

С точки зрения концепции SDN сеть передачи данных существенно отличается от традиционной, поскольку в данной концепции реализовано разделение плоскости управления и плоскости данных. По сути, управление осуществляется контроллером, коммутаторы SDN лишь отвечают за передачу данных, соответственно, они имеют буфер и систему массового обслуживания, а значит, к ним можно применить математический аппарат тензорного анализа. При помощи данного метода мы можем представить сеть в виде совокупности геометрических объектов, количество которых определяется лишь топологией сети, что значительно облегчает создание математической модели сети. В итоге весь расчет сводится к решению системы уравнений, что не вызывает сложностей, а применение матричного расчета делают расчет еще более простым.

В данной статье в качестве анализируемых характеристик выступают загрузки каналов и потоки трафика в сети.

В качестве системы массового обслуживания возьмем систему M/M/1 с одним обслуживающим устройством и бесконечным буфером. Такой выбор связан с тем, что в коммутаторе SDN имеется лишь один механизм обработки пакетов – это конвейер. И, соответственно, прежде чем передать пакет на какой-либо порт коммутатора, он проходит через конвейер.

## Решение поставленной задачи методом тензорного анализа

Как уже говорилось, для решения поставленной задачи, выбран математический аппарат тензорного анализа, в частности контурный метод. Основная идея метода в том, что любую топологию можно представить в виде совокупности независимых контуров, называемой примитивной контурной сетью. Как видно из рис. 1, в такой сети каждой контурной интенсивности соответствует интенсивность в соответствующей ветви.



Рис. 1. Примитивная п-мерная контурная сеть

Согласно постулату обобщения Крона, математическая модель примитивной сети показывает связь контурных интенсивностей с контурными временами и контурными загрузками  $\rho_i = t_{ii} \cdot \lambda^i$ . Это же выражение в матричной форме [1]:

$$\begin{bmatrix} \rho_1 \\ \vdots \\ \rho_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & t_n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \vdots \\ \lambda_n \end{bmatrix},$$
(1)

где  $\lambda_{1...n}$  – контурные интенсивности;  $t_{1...n}$  – среднее время обслуживания;  $\rho_{1...n}$  – за-грузка і-го элемента.

Так как в качестве базисных элементов используются линейно независимые контуры, то связь между контурными интенсивностями примитивной сети и контурными интенсивностями исследуемой сети осуществляется через тензор преобразования С (матрица преобразования):

$$\lambda_{npumumuBhas\_cemb} = C \cdot \lambda_{uccnedyemas cemb} .$$
<sup>(2)</sup>

Проведя несложные матричные преобразования, получим, что вектор контурных загрузок исследуемой сети может быть записан как

$$\rho_i = C_i^{\iota'} \cdot \rho_{\tilde{\iota}}.\tag{3}$$

В свою очередь матрица контурных длительностей обслуживания исследуемой сети может быть представлена в виде

$$t_{ji} = t_{\tilde{j}\tilde{i}} \cdot C_i^{\tilde{j}} \cdot C_i^{\tilde{i}}, \qquad (4)$$

где С'- матрица преобразования без линейно зависимых строк.

На основании полученных выражений можем записать выражение для контурных интенсивностей исследуемой сети в следующем виде:

$$\lambda^{\tilde{\iota}} = \left(t_{ji}\right)^{-1} \cdot \rho_i. \tag{5}$$

Решая полученное уравнение относительно  $\lambda$ , находим значения загрузок во всех узлах сети [2].

В качестве исследуемой сети SDN возьмем сеть, представленную на рис. 2. Зададим условие, что в данной сети происходит передача пакетов от User\_1 доступный через CMO1 к User\_2, который доступен через CMO2. Секция «Телекоммуникации, интеллектуальные сети»



Рис. 2. Исследуемая сеть массового обслуживания

В соответствии с рис. 2 составляем таблицу соответствия контурных интенсивностей исследуемой и примитивной сетей:

	$\lambda_a$	$\lambda_b$
$\lambda_1$	1	0
$\lambda_2$	1	0
$\lambda_3$	-1	1
$\lambda_4$	0	1
$\lambda_5$	0	1

На основании полученной таблицы, матрица перехода имеет вид

$$\overline{C} = \begin{pmatrix} 1 & 0\\ 1 & 0\\ -1 & 1\\ 0 & 1\\ 0 & 1 \end{pmatrix}.$$
 (6)

Зададим среднюю длительность обслуживания в следующем виде:

$$\bar{t} = \begin{pmatrix} t_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & t_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & t_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & t_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & t_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0,3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,7 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,23 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,87 \end{pmatrix}.$$
 (7)

Используя выражения (1)-(5) и исходные данные (5)-(6), получаем следующую систему уравнений:

$$1,2 \cdot \lambda_{a} - 0,7 \cdot \lambda_{b} = 0,25, 1,8 \cdot \lambda_{b} - 0,7 \cdot \lambda_{a} 0,71.$$
(8)

Решая данную систему уравнений относительно  $\lambda$ , получаем:  $\lambda_a = 0,767$  и  $\lambda_b = 0,957$ .

Исходя из этого, находим искомые загрузки исследуемой сети:

$$\bar{\rho} = (0,23 \quad 0,153 \quad 0,133 \quad 0,22 \quad 0,83).$$
 (9)

#### Заключение

Как видно из полученных результатов, самое большое значение загрузки имеет CMO5. Объяснить это можно тем, что передача данных к User\_4 возможна только по ветви CMO4 – CMO5 (самая загруженная ветвь), тогда как передача данных к User\_2 возможна через ветвь CMO1 – CMO2 и ветвь CMO3, где происходит перераспределение трафика. Соответственно, на основании этих результатов возможно провести оптимизацию трафика для разгрузки каналов, иными словами, осуществить балансировку трафика.

Соответственно, для выполнения данной операции необходимо разработать математическую модель балансировки трафика, учитывая особенности построения сетей SDN (разделение плоскости управления и плоскости данных). В дальнейшей работе планируется разработка такого метода: во-первых, его математическая модель, вовторых, программная реализация для применения на устройствах различных производителей, а главное, вне зависимости от версии протокола OpenFlow.

Основываясь на результатах исследования, можно говорить о применимости математического аппарата тензорного анализа к исследованию сетей SDN. Линейная зависимость расчетов от масштабов сети позволяет довольно просто произвести программную реализацию разработанного алгоритма. В данном случае пределом являются только ограничения возможностей языка реализации, а также технические характеристики вычислительной машины. Матричные вычисления значительно упрощают расчет. К тому же при реализации данного метода на языке программирования мы получим такое важное свойство, как модульность. Принципы тензорного анализа одинаковы для сетей самого разного масштаба, и, соответственно, для расчета другой сети необходимо всего лишь изменить входные данные, за которые у нас будет отвечать отдельный модуль, и, соответственно, основная часть программы не изменится.

#### Список литературы

1. Крон Г. Тензорный анализ сетей. М.: Сов. радио, 1978. 719 с.

2. Пономарев Д.Ю. Контурный тензорная модель инфокоммуникационных сетей // Материалы 10-й Междунар. науч.-практ. конф. «Найновите постижения на европейската наука». Т. 20. Математика. Физика. Современные технологии информации. София: «Бял ГРАД-БГ» ООД, 2014. С. 23–37.

# АНАЛИЗ МЕТОДОВ ОБЕСПЕЧЕНИЯ QOS В СЕТЯХ SDN

А. Ю. Турбов<sup>1</sup>, Д. Ю. Пономарев<sup>2</sup> (научный руководитель)

<sup>1</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 <sup>2</sup>Институт информатики и телекоммуникаций СибГАУ 660037, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31 e-mail: alex.turbov@yandex.ru

Статья посвящена анализу существующих методов обеспечения качества обслуживания в программноконфигурируемых сетях. Выделены и описаны основные особенности каждого метода. Особое внимание уделено вопросу их применимости в реальных условиях. Обозначены основные преимущества и недостатки рассматриваемых методов. На основании проведенного анализа, а также применения некоторых данных о сетях SDN, учитывающих их специфику по сравнению с традиционными сетями, задается направление дальнейшего исследования в данной области.

### Введение

Ускоренные темпы развития концепции программно-конфигурируемых сетей (далее SDN) и разработка различного рода программного обеспечения для них поставили перед учеными актуальную задачу внедрения концепции SDN в повседневную жизнь человечества. Несмотря на то, что мировые телекоммуникационные компании, такие как Google, Facebook, Microsoft, уже внедряют сети SDN в свои рабочие процессы, внедрение SDN в реальные условия не представляется возможным. Связано это прежде всего с недостаточной разработкой концепции SDN в целом. Все это делает SDN актуальной темой для различного рода исследований, в том числе в области, касающейся качества обслуживания (далее QoS). Качество обслуживания является одним из ключевых факторов в развитии любых сетей, в том числе и SDN. Поэтому данному вопросу необходимо уделять особое внимание, так как от него напрямую зависит правильная работоспособность сети, соответствующая всем предъявленным требованиям относительно характеристик QoS.

## 1. Обеспечение QoS на базе протокола OF-CONFIG

На сегодняшний день протокол OpenFlow является самым распространенным решением для построения ПКС. Но в связи с тем, что не все модели оборудования современных производителей его поддерживают, невозможно использовать все функции по управлению QoS. Для решения данной проблемы был разработан протокол OF-CONFIG.

На данном этапе развития ПКС управление QoS возможно двумя базовыми механизмами: обеспечение QoS через очереди выходного порта и обеспечение QoS через метрики потоков. Обеспечение QoS без поддержки OF-CONFIG контроллером заключается в указании пропускной способности, а также привязки пакетов к интерфейсам коммутаторов. Обеспечение QoS с поддержкой OF-CONFIG заключается в создании и настройке очередей выходных портов. Далее при создании потока указывается номер очереди, в которую будет направлен соответствующий трафик [1].

Основным преимуществом является возможность контроля интенсивностей потоков трафика через их метрики. Подразумевается, что каждая метрика содержит в себе одну или более полос пропускания, образующих диапазоны, на которые и применяются определенные правила.

К недостаткам можно отнести:

- низкий уровень проникновение протокола OF-CONFIG в оборудование SDN;
- несовпадение версий протокола OpenFlow у контроллера и коммутатора;

- несовпадение версий протокола OpenFlow у различных производителей оборудования. В рамках данного протокола также реализован механизм управления очередями, в котором создание, получение настроек очередей на порту и удаление выполняются соответствующими командами: POST, GET, DELETE. Подразумевается, что на каждом устройстве имеется драйвер, который при получении одной из команд направляет её в устройство, минуя протокол OpenFlow [1].

Главным преимуществом данного метода является расширяемость по отношению к подключаемым устройствам и расширяемость команд, достаточно лишь изменить скрипт модуля.

Существенным недостатком является наличие таблицы содержащей информацию о подключении к устройству и параметры авторизации. При увеличении количества узлов, таблица будет, постоянно расширятся, и её необходимо будет обновлять.

## 2. Балансировка нагрузки на контроллеры ПКС

Еще одним разработанным методом обеспечения QoS в ПКС является балансировка нагрузки. Существенной проблемой является отсутствие реализации функций управления в веб-приложениях и невозможность их интеграции в уже существующие.

В данном методе предлагается разделить сетевой и канальный уровни от плоскости управления физической инфраструктурой. Такое разделение позволит приложениям, работающим с устройствами, не влиять на более высокоуровневые программы.

Предполагается использовать распределенный контроллер, содержащий распределённую базу данных (далее БД) с информацией о физической топологии сети, её параметрах и состоянии её узлов. Для каждого контроллера создается своя БД. В такой ситуации все приложения работают непосредственно с БД, в результате чего могут возникнуть проблемы, связанные с разграничением прав доступа к сетевым ресурсам. Как следствие, снижается эффективность процессов управления сетью, точность расчетов маршрутов сети и, соответственно, возникают петлевые маршруты и рассогласования БД [2].

Для решения этих проблем авторы метода (рис. 1) предлагают использовать единую отказоустойчивую систему управления БД (СУБД).



Рис. 1. Отказоустойчивая СУБД

За распределение нагрузки может отвечать любая промышленная система распределения нагрузки или балансировщик нагрузки. Такая система позволит избежать рассогласования БД. Единственной проблемой состоит в высокой задержке при выполнении транзакций в СУБД. Эту проблему можно решить занесением в кеш-память используемых данных [2].

Существенным преимуществом при таком подходе является то, что при таком подходе каждый контроллер имеет доступ к СУБД и при отказе может подменить любой контроллер. В связи с этим применение системы позволит избежать перегрузки контроллера и выхода из строя элементов сети.

Главным недостатком данного метода является громоздкость схемы и применение дополнительных операций для решения локальных проблем, а с учетом того, что скорость обращения к БД невысокая, это становится существенным препятствием при использовании данной схемы работы.

## 3. Обеспечение QoS в протоколе OpenFlow

В существующих версиях OpenFlow не имеется специализированных механизмов обеспечения QoS. Он не способен осуществлять конфигурирование параметров QoS и управление ими. Учитывая то, что OpenFlow является основным протоколом реализации концепции SDN в больших масштабах, это становится основной проблемой при его реализации. Для решения проблемы обеспечения QoS авторами предлагается применять архитектуру контроллера, изображенную на рис. 2.



Рис. 2. Архитектура контроллера QoSFlow

Эта архитектура, в данном случае функционирующая с помощью контроллера NOX, состоит из следующих основных модулей:

 – QoS Agent, модуль, отвечающий за связь между администратором сети и непосредственно самим контроллером;

– QoS Manager и QoS Monitor – модули, отвечающие за управление и мониторинг QoS в сети OpenFlow;

– QoSFlow Database обрабатывает запросы и выполняет различные операций с БД;

– модуль QoSFlow DataPath обеспечивает выполнение операций на портах коммутатора, на основании заданных требований [3].

Решение о том, какой модуль использовать, принимает модуль QoS Agent в зависимости от требований к сети, заданных администратором. После выбора нужного модуля автоматически формируется и отправляется сообщение на OpenFlowQoS через NOX. Далее происходит формирование политик QoS на портах коммутатора.

Данная схема работы позволяет решить следующие проблемы:

- ограничение пропускной способности сети;

- ограничение полосы пропускания непосредственно для одного пользователя;

 – резервирование полосы пропускания для конкретного клиента или приложения (сервиса);

– автоматическое распределение полосы пропускания.

К недостаткам можно отнести тот факт, что данный проект находится еще на стадии разработки.

К основным преимуществам рассмотренной архитектуры стоит отнести высокую интеллектуальность, простоту реализации и модульность архитектуры.

#### Заключение

На сегодняшний день не существует универсальных методов обеспечения QoS в SDN, которые бы мы могли применить к любой сети SDN в реальных условиях. Связано это прежде всего с новизной данной концепции, несмотря на то, что она была представлена еще в 2006 г., но лишь в последние 3-4 года её стали воспринимать как альтернативу существующим технологиям, причем реализуемую практически. Также стоит отметить, тот факт, что большинство исследований направлено на такие вопросы, как разработка способов и методов передачи данных в рамках SDN и разработка ПО и оборудования. В связи с этим вопросами обеспечения QoS начали заниматься сравнительно недавно.

Проведенный анализ позволяет нам сделать следующие выводы:

1. При проектировании и разработке стоит использовать модульную архитектуру из-за её функциональности и простоты использования.

2. При разработке методов необходимо сделать их применимыми для всех платформ и совместимыми со всеми существующими версиями протокола OpenFlow;

3. В качестве математического аппарата стоит обратить внимание на такие математические методы, как тензорный анализ и математический аппарат нечеткой логики, которые являются в своей сущности универсальными методами, применимыми к любой системе, также стоит заметить, что на данный момент математическая составляющая существующих методов детально не проработана. Преимущества данных методов заключаются прежде всего в простоте программной реализации, что немаловажно, учитываю глубину поставленной задачи. Также стоит отметить, что при применении данных методов сложность расчетов напрямую зависит от масштаба сети и имеет линейный характер, становится возможным с наименьшими трудозатратами оценивать характеристики QoS при обслуживании разнородных потоков информации, что является немаловажным преимуществом.

Дальнейшее исследование будет направлено на разработку универсального метода обеспечения QoS на любой платформе вне зависимости от версии протокола OpenFlow с использованием указанных математических аппаратов.

## Список литературы

1. Садов О.Л., Тивиков Н.В. Исследование способов управления QoS в программноконфигурирумых сетях с помощью контроллера RYU [Электронный ресурс] // Современные проблемы науки и образования. 2015. № 1-2. URL: http://www.science-education.ru/ru/article/view?id=20104

2. Власов Д.В., Грудинин В.А. Разработка прототипов средств управления сетевыми ресурсами и потоками данных на основе программно-конфигурируемых сетей OpenFlow // Современные проблемы наук и образования. 2013. № 3.

3. Airton Ashimori, Fernando Faria. Automatic QoS management on OpenFlow software-defined networks // API software defined networking event. 2012.

# АНАЛИЗ ЗАВИСИМОСТИ ИНТЕНСИВНОСТИ ПОСТУПАЮЩЕЙ НАГРУЗКИ НА ЛИНИИ СЕТИ СВЯЗИ С КОММУТАЦИЕЙ ПАКЕТОВ ОТ ИНТЕНСИВНОСТИ ПОСТУПАЮЩИХ ЗАЯВОК В ЭТУ СЕТЬ

Д. В. Федяев, К. А. Батенков

Академия Федеральной службы охраны Российской Федерации 302034, г. Орёл, ул. Приборостроительная, 35 E-mail: fedyaev.den@yandex.ru

Данная статья посвящена анализу зависимости интенсивности поступающей нагрузки на линию сети связи с коммутацией пакетов на основе теории открытых сетей массового обслуживания от направления распространения трафика и интенсивности поступающих заявок в эту сеть, проведённому на основе методики, разработанной в ходе исследования пакетных сетей.

В любой существующей сети связи с коммутацией пакетов возможно образование «узких мест», которые приводят в дальнейшем к перегрузке всей сети в целом и временному прекращению передачи трафика данных пользователей. Для локализации данных участков сети и проведения исследований зависимости поступающей нагрузки на линии связи от интенсивности поступающих заявок в сеть и направления передачи трафика данных была разработана методика, позволяющая с минимальными финансовыми и временными затратами решить поставленную задачу.

Для проведения анализа зависимости поступающей нагрузки на линии сети связи с коммутацией пакетов от интенсивности поступающих заявок и идентификации в дальнейшем «узких мест» заданную сеть будем аппроксимировать сетью Джексона.

Разработанная методика включает в себя следующие пункты решения:

1. Необходимо составить матрицу смежности для заданной сети.

Матрица смежности графа G с конечным числом вершин n – это квадратная матрица A размера n, в которой значение элемента  $a_{ij}$  равно числу рёбер из i вершины графа в j вершину:

$$a_{ij} = \begin{cases} 1, \text{если } (v_i, v_j) \in X, \\ 0, \text{если } (v_i, v_j) \notin X. \end{cases}$$



Рис. 1. Граф G произвольной сети

Матрица смежности для графа на рис. 1 имеет вид

	0	1	0	0	0	1	1	
	1	0	1	0	0	0	1	
	0	1	0	1	0	0	1	
A =	0	0	1	0	1	0	1	
	0	0	0	1	0	1	1	
	1	0	0	0	1	0	1	
	1	1	1	1	1	1	0	

2. Определить общую интенсивность поступающих заявок на сеть:

$$\lambda_0 = \sum_{i=1}^n \lambda_i ,$$

где  $\lambda_i$  – постоянная интенсивность стационарного потока; *n* – количество сетевых узлов.

3. Определить вероятность направления заявки в узел:

$$\alpha_i = \frac{\lambda_i}{\lambda_0}.$$

4. Определить неотрицательный вектор вероятностей ухода заявок из сети сразу после завершения обслуживания:

$$\boldsymbol{\beta}_i = [\boldsymbol{\beta}_1, \boldsymbol{\beta}_2, \dots, \boldsymbol{\beta}_n].$$

5. Составить стохастическую маршрутную матрицу  $\theta'$ :

$$\begin{array}{c|ccc} \underline{\theta}_0 & 0 & M & \underline{\Sigma} \\ \hline 0 & 0 & \alpha^T & 1 \\ M & \beta & \theta' & 1 \end{array}$$

6. Определить интенсивность потоков в сети Джексона:

$$\lambda^{T} = \lambda_{0} \alpha^{T} (\mathbf{I} - \boldsymbol{\theta}')^{-1},$$

где I – единичная матрица;  $\theta'$  – стохастическая маршрутная матрица;  $\alpha^T$  – вероятность направления поступивших заявок.

7. Определить интенсивность потока между і и ј узлами:

$$\lambda_i \theta^{\langle i \rangle} = [\lambda_{i,1}, \lambda_{i,2}, \dots, \lambda_{i,n}].$$

8. Найти интенсивность нагрузки на *i*-узел:

$$\rho = \frac{\lambda_{i,j}}{c_{i,j}},$$

где  $\lambda_{i,j}$  – постоянная интенсивность потока между *i* и *j* узлами;  $c_{i,j}$  – скорость передачи пакетов в линии.

9. На основе полученных результатов расчёта сделать выводы об «узких местах» в сети и принять меры по их локализации.

Разработанная методика позволяет провести исследование зависимости поступающей нагрузки на линии сети связи с коммутацией пакетов от направления передачи трафика данных и интенсивности поступающих заявок в эту сеть. Для этого рассмотрим открытую сеть Джексона, представленную на рис. 2 и состоящую из четырёх маршрутизаторов и четырёх локальных подсетей. Каждая из подсетей организует стационарный поток, интенсивности которого соответственно равны  $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4$ .



Рис. 2. Сеть связи с коммутацией пакетов

Рассмотрим графики зависимости поступающей нагрузки на линии сети связи с коммутацией пакетов от интенсивностей поступающих заявок от сети 1–4, представленные на рис. 3–6.



Рис. 3. График зависимости поступающей нагрузки на линии сети связи от интенсивности поступающих заявок от сети 1

На графике, изображённом на рис. 3, видно, что с увеличением интенсивности поступающих заявок от сети 1 нагрузка на линии связи также растёт. Наибольшее влияние увеличение интенсивности поступающих заявок от сети 1 оказывает на линию связи в направлении 1–2, так как прямая имеет наибольший угол наклона и, следовательно, скорость возрастания. На протяжении всего увеличения интенсивности поступающих заявок от сети 1 «узким местом» является линия связи в направлении 2–4.



Рис. 4. График зависимости поступающей нагрузки на линии сети связи от интенсивности поступающих заявок от сети 2

На графике, изображённом на рис. 4, явно видно, что при увеличении интенсивности поступающих заявок от сети 2 «узким местом» вначале является направление 4–2, а при  $\lambda_2 \approx 15$ [бит/с] оно переходит в направление 2–4.



Рис. 5. График зависимости поступающей нагрузки на линии сети связи от интенсивности поступающих заявок от сети 3

На графике, представленном на рис. 5, мы наблюдаем достаточно зрелищную картину, демонстрирующую, как при изменение интенсивности поступающих заявок от сети 3 «узкое место» успевает три раза поменять своё место расположения. Вначале «узким местом» является направление 1–2, затем при  $\lambda_3 \approx 10$ [бит/с] оно переход в направление 4–2 и в конце при  $\lambda_3 \approx 22$ [бит/с] переходит в направление 3–4.



Рис. 6. График зависимости поступающей нагрузки на линии сети связи от интенсивности поступающих заявок от сети 4

Благодаря полученным графикам мы имеем уникальную возможность своевременно определять «узкие места» сети связи с коммутацией пакетов, приводящие к перегрузке всей сети и дальнейшим перебоям работы сетевого оборудования.

## Список литературы

1. Башарин Г.П. Лекции по математической теории телетрафика. М.: Изд-во РУДН. 3-е изд. 2009.

2. Юдицкий С.С., Подлазов В.С., Борисенко В.В. Журнал сетевых решений/LAN. Т. 4. № 9. М.: «ПроЛАН», 1998.

# СРАВНИТЕЛЬНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СИСТЕМ РАДИОДОСТУПА В ЗАДАЧАХ ОРГАНИЗАЦИИ СВЯЗИ С ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ

Д. И. Хицунов, Д. Ю. Черников (научный руководитель)

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

Рассмотрено место технологий радиодоступа в задачах организации связи с подвижными объектами при необходимости передачи голосовой информации, данных и видеоизображений. Дана сравнительная характеристика различных вариантов использования систем радиодоступа с позиций спектральной эффективности для выделенного системе частотного диапазона и качества предоставления услуг в целом.

Технология абонентского радиодоступа (Wireless Local Loop – WiLL) появилась на волне роста популярности систем сотовой связи. Как только качество и стоимость инфраструктуры систем радиодоступа оказались сравнимыми с аналогичными характеристиками, присущими традиционным телефонным сетям, операторы связи стали проявлять повышенный интерес к данному направлению.

И такой интерес – не дань моде. Действительно, абонентская сеть – «последняя миля» по-прежнему остается «узким местом» большинства телекоммуникационных проектов и в такой ситуации обойти вниманием технологию WiLL – этот экономичный способ предоставления доступа в телекоммуникационные сети общего пользования – оказывается попросту невозможно.

Существуют несколько типов систем абонентского радиодоступа, которые используют различные технологии и, соответственно, по-разному удовлетворяют потребности оператора в организации связи. Операторы испытывают наибольшие трудности с обеспечением телефонной связи в сельской местности и пригородах, где плотность абонентов обычно составляет 2–10 аб./км<sup>2</sup>. В этих случаях актуальны большой радиус действия системы в сочетании с возможностью организации небольших (до 500 абонентов) сетей. В перечне WiLL систем одно из ведущих мест занимают системы, построенные на основе технологии WiMAX.

WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) [1,2] – это телекоммуникационная технология, разработанная с целью предоставления универсальной беспроводной связи на больших расстояниях для широкого спектра устройств. Основана на стандарте IEEE 802.16, который также называют WirelessMAN. Технология WiMAX представляет собой целое семейство стандартов IEEE 802.16 с шириной канала от 1,5 до 20 МГц, в частотном диапазоне от 2 до 11 ГГц. Кроме мультиплексирования по ортогональным несущим (OFDM), в WiMAX заложена поддержка большего количества модуляционных схем – BPSK, QPSK, QAM16 и QAM64.

Стандарт рассчитан на работу в местностях с плотной застройкой при отсутствии прямой видимости. Скорость передачи информации составляет до 70 Мбит/с, а дальность действия до 50 км [3]. Наиболее распространенным, является диапазон 3,5 ГГц, максимальная пропускная способность в котором достигает 5,86 Мбит/с. Сети WiMAX построены по сотовому принципу и схожи с традиционными GSM-сетями. В стандарте используется 32 несущих частоты, а спектральная эффективность составляет 4,8 бит/с/Гц, что является довольно внушительным показателем. Кроме этого, существует возможность организации эффективного взаимодействия WiMAX и Wi-Fi. [4]

В большинстве аналогичных ситуаций определенной альтернативой технологии WiMAX является система широкополосного транка, построенная на основе принципов SCDMA (синхронно-кодового разделения каналов), также используемого в 450-МГц стандарте мобильной связи TD-SCDMA, которая носит название McWiLL (Multicarrier Wireless internet Local Loop) [5].

Для оценки возможности практического использования упомянутой системы для организации связи с подвижными объектами на территории и ближайших пригородах г. Красноярска были проведены тестовые испытания, ориентированные в первую очередь на прием/передачу ресурсоемкого контента, такого как видеоизображения. Схема организации связи при проведении экспериментов приведена на нижеприведенном рис.



Рис. Схема организации связи при проведении испытаний

В тестовых испытания предпринимались попытки передачи данных, потокового аудио и видео. В ходе экспериментов прием/передача видеоизображений производилась как независимо, так и на фоне состоявшегося телефонного вызова. Проведенные испытания продемонстрировали высокую эффективность предоставления услуг Triple Play даже с использованием простейшего абонентского оборудования. Действительно, к особенностям системы McWiLL с позиций организации радиоканала прежде всего следует отнести попытку совмещения традиционного для SCDMA использования узкополосных голосовых каналов и широкополосной передачи данных – одновременно в нескольких каналах. Это положение во многом и позволяет столь успешно решать задачу приема/передачи разнородной информации. Дополнительно в системе McWiLL используются и адаптивная модуляция CS-OFDMA, и динамическое распределение каналов, а также фазированные антенны в составе базовых станций.

Технология CS-OFDMA [6] представляет собой комбинацию OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access) и SCDMA (Synchron Code Division Multiple Access), соответственно, имеет преимущества как OFDMA, так и SCDMA. Передача в OFDMA производится по большому количеству поднесущих, распределяя основной поток данных на одновременно передающиеся низкоскоростные потоки, тем самым достигаются высокая эффективность использования РЧС и высокая скорость передачи. Значительная длина OFDM символа позволяет противостоять задержкам канала, а наличие циклического префикса устраняет межсимвольную интерференцию. Для борьбы с замираниями предусмотрено применение методов мощного кодирования (турбо-кодирование или LDPC-кодирование), использование которых, конечно же, снижает скорость передачи, но не настолько, чтобы это могло сказаться на качестве передаваемого видео.

Вполне понятным является то положение, что осуществление множественного доступа всех пользователей сети с использованием только лишь одного OFDMA оказывается невозможным. Оригинальность предложенного решения задачи множественного доступа состоит прежде всего в комбинировании OFDMA с SCDMA. При этом технология SCDMA обеспечивает синхронное кодовое разделение каналов, что позволяет реализовать совместное использование частот. Таким образом, в системе McWiLL

реализована технология, которая использует комбинацию SCDMA и OFDMA, но, в отличие от традиционного подхода к построению систем с кодовым разделением, использование свойств кодовых последовательностей осуществляется в частотной, а не во временной области.

При использовании 5-МГц каналов в диапазоне 400 МГц одна базовая станция способна обеспечить пропускную способность до 15 Мбит/с (что всего в пять раз меньше теоретического максимума для WiMAX) на дистанциях от 1 до 3 км (в городских условиях). В 400-МГц диапазоне дальность связи достигнет от 20 до 60 км (в сельской местности), пропускная способность будет, естественно, намного ниже. Клиентский терминал, задействующий 1-МГц субканалы, способен получать данные со скоростью до 1 Мбит/с и отправлять со скоростью 500 Кбит/с, двигаясь со скоростью до 120 км/ч.

В настоящее время компания Xinwei, стоящая у истоков разработки описываемой технологии беспроводной связи, готовит к выпуску несколько прототипов, среди которых узлы доступа, PCMCIA-платы и модули для КПК. Также данная компания разрабатывает прототип 3G/McWiLL-телефона [5].

Кроме упомянутого, технология McWiLL обладает и такими преимуществами, как:

1) возможность использования так называемой MESH-сети, состоящей из базовой станции и абонентского оборудования, которое может быть использовано для организации связи между БС и абонентами системы радиодоступа;

2) возможность использования передачи видеоизображений для абонентов, которые перемещаются на скоростях свыше 100 км/ч;

3) возможность использования технологии мягкого хендовера;

4) наличие универсального абонентского оборудования, когда вместе с технологией радиодоступа предусматривается возможность использования сети одного или нескольких операторов сети GSM;

5) возможность использования технологии передачи коротких пакетов, характерную для обмена данными между технически сложным оборудованием;

6) существование конфигураций, достаточных для построения закрытых ведомственных и корпоративных сетей, имеющих приоритет обслуживания и гарантированный доступ к услугам.

Проведенный комплекс натурных испытаний системы радиодоступа McWill продемонстрировал не только высокое качество передачи голосовой информации для абонентов, двигающихся в зонах с отсутствием прямой видимости базовых станций, но и хорошее качество получаемых в этих условиях видеоизображений даже для компактных мобильных абонентских терминалов.

Фактически проведенные исследования уже в который раз подтвердили тот факт, что радиодоступ является одной из ступенек в беспроводный мир, в котором мы рано или поздно так или иначе обязательно окажемся.

#### Список литературы

1. Донченко А.А., Легков К.Е. Беспроводные городские сети: анатомия стандартов IEEE 802.16 // Сб. тр. СКФ МТУСИ. 2009. Ростов-н/Д.: СКФ МТУСИ, 2009.

2. WiMAX-технология беспроводной связи: теоретические основы, стандарты, применение / В.И. Сюваткин, В.И. Есиненко, И.П. Ковалев, В.Г. Сухоребров. СПб.: БХВ-Петербург, 2005.

3. Вишневский В.М., Портной С.Л., Шахнович И.В. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G // Техносфера. 2009.

4. http://celnet.ru/ (Mobile WIMAX).

5. Beijing Xinwei Telecom Technology Co.,Ltd Система мобильного широкополосного доступа McWILL // НИРИТ.

**6.** Фролов А.А. Анализ современных стандартов: MCWILL, TD SCDMA, WCDMA, IEEE 802.15.3А для применения в СШП системах // Т-Сотт. 2012. № 9.

# КОГНИТИВНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ УДАЛЕННЫХ ТРАНЗАКЦИЙ ПРИ ГОЛОСОВОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ

Ф. Ф. Холматов, Ю. В. Коловский (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: holmatov3110@gmail.com

Проанализирована возможность поиска путей повышения информационной безопасности, улучшения сервиса удалённых транзакций, совершаемых с использованием методов голосовой идентификации.

Актуальность работы. В наши дни в связи со всеобщей информатизацией и компьютеризацией банковской деятельности значение информационной безопасности удаленных транзакций многократно возросло. В результате повсеместного распространения электронных платежей, пластиковых карт, компьютерных сетей объектом информационных атак стали непосредственно денежные средства как банков, так и их клиентов. Совершить попытку хищения может любой – необходимо лишь наличие компьютера, подключенного к сети Интернет.

Удаленная банковская транзакция – это совокупность операций, которые сопровождают удаленное взаимодействие покупателя и платежной системы.

В 2014 г. для совершения несанкционированных операций было использовано более 70 тыс. платежных карт, выпущенных российскими банками, что составляет 0,057 % от общего количества карт, с использованием которых в течение года совершались операции.

Общая сумма несанкционированных операций с российскими картами за 2014 год составила 1,58 млрд рублей.

Еще одна выявленная Банком России тенденция в сфере несанкционированных операций с картами – рост числа и объема таких операций с использованием Интернета и мобильных устройств (на 48 и 86 % соответственно в IV квартале 2014 года по отношению к III кварталу 2013-го). Средняя сумма одной такой операции выросла за этот период с 2,6 до 3,3 тыс. рублей. Количество мошеннических операций в банкоматах и платежных терминалах сократилось вдвое (объем также уменьшается; объем несанкционированных СNP-трансакций сравнялся с объемом незаконных операций с использованием устройств самообслуживания), что, по мнению регулятора, также может свидетельствовать о переходе крупных эмитентов на выпуск более надежных карт с чипом.

Поэтому вопрос защиты удаленных банковских транзакций является актуальным и существует большое количество механизмов и средств их защиты. В этом направлении прилагаются серьезные усилия как в практическом, так и в теоретическом плане, используются самые последние достижения науки, привлекаются передовые технологии.

**Основная цель** данной статьи – показать, как посредством интерактивного участия пользователь сможет осуществлять удаленные банковские транзакции и использовать новые методы их защиты. В частности, для достижения основной цели работы была поставлена следующая задача: найти метод голосовой идентификации, который возможно применить для защиты информации банковских транзакций.

Научная новизна работы заключается в следующем: внедрение новых методов защиты удаленных транзакций, использующих бесконтактные микропроцессорные технологии таких, как NFC, и современные когнитивные системы защиты, такие как метод голосовой идентификации, а также другие методы защиты информации методов биометрической защиты.

Ниже рассмотрены методы голосовой идентификации, которые будут в дальнейшем использованы в магистерской диссертации при разработке проекта о защите информации.

# Методы обработки, анализа и классификации данных при голосовой идентификации

В задаче голосовой идентификации используют те же методы классификации, что и в области распознавания образов, а именно методы статистического моделирования, которые строят определенные модели векторов акустических признаков.

Наиболее распространенными из них являются модели гауссовых смесей и скрытые марковские модели. Однако другие модели, например, многослойные персептроны или машина опорных векторов, также успешно используются в данной задаче. Кроме того, в последнее время наблюдается тенденция использования комбинаций нескольких моделей.

Модели гауссовых смесей часто используют для тексто-независимой верификации дикторов, оценивая плотности вероятностей изменчивости речевых данных. Обладая невысокими вычислительными затратами и малой чувствительностью к временным изменчивостям речи, модели гауссовых смесей хорошо проявили себя в условиях, близких к условиям тихого окружения, применения высококачественных микрофонов и т. п. В реальных условиях присутствия фонового шума, использования различных микрофонов и каналов передачи эффективность моделей гауссовых смесей ухудшается. Из-за ограниченности данных, доступных для тренировки модели диктора, востребованы технологии адаптации: EM-алгоритм (Expectation-Maximization), максимум апостериорной вероятности (Maximuma Posteriori Probability) или максимум правдоподобия линейной регрессии (Maximum Likelihood Linear Regression).

Скрытые марковские модели являются статистическими моделями, в которых система моделируется как марковский процесс с неизвестными параметрами. Целью является определение наиболее вероятного состояния последовательности тестового набора относительно предварительно тренировочных моделей. Для приложений распознавания диктора каждое состояние скрытой марковской модели может представляться различными элементами речи. Временная информация кодируется переходом из одного состояния в другое относительно разрешенных переходов. В этом случае метод идентификации на основе скрытых марковских моделей заключается в определении для каждого диктора наилучшего положения между последовательностью тестового речевого вектора и скрытой марковской моделью, связанной с определенным словом или фразой.

Современные тексто-независимые системы верификации диктора, использующие модели гауссовых смесей, не учитывают временное упорядочивание векторов признаков. Лингвистическая и временная структура речевого сигнала в виде счетов и всех звуков, используемых в представлении, не дает уникальной модели. Скрытые марковские модели обладают определенными преимуществами. Временные и лингвистические знания могут быть зарегистрированы с помощью скрытых марковских моделей. В задаче тексто-зависимого распознавания диктора используются априорные знания содержания текста при этом скрытие марковские модели точнее, чем моделей гауссовых смесей. В работе показаны некоторые преимущества применения комбинации распознавания речи на слоговой скрытой марковской модели и дикторо-ориентированного распознавания на основе модели гауссовских смесей.

Многослойные персептроны являются разновидностью обучаемых нейронных сетей. Применение нейросетевых методов в задаче верификации диктора показано в работах. Для систем верификации диктора многослойные персептроны могут быть двоичными классификаторами, которые выделяют классы «своего» и «чужого». Многослойный персептрон обычно состоит из нескольких слоев, каждый из которых имеет несколько вершин. Каждая вершина вычисляется как сумма линейных весов всех входных соединений, где веса суммы являются подстраиваемыми параметрами. Нелинейная функция перехода применяется для результата вычисления выхода вершины. Веса сети оцениваются через градиент наклона, основанный на алгоритме обратного распространения.

Многослойный персептрон будет классифицировать доступ «своего» и «чужого», считая каждый кадр тестового высказывания. Окончательно счета высказывания усредняются по всем выходам многослойного персептрона для всех кадров высказывания. Недостатком мимногослойного персептрона является относительная сложность выбора оптимальной конфигурации, а также необходимость большого количества данных для этапов обученияи проверки (кросс-проверки).

Машина опорных векторов является двоичным классификатором. Основным принципом является проекция нелинейно разделимых многомерных данных в гиперпространство, где они могут быть линейно разделимы. Учитывая, что набор векторов признаков принадлежит к двум классам, которые разделяются гиперплоскостью, машина опорных векторов 30 будет пытаться найти гиперплоскость с максимальным краем. Другими словами, расстояние между ближайшими помеченными векторами к гиперплоскости будет максимальным. Эта гиперплоскость может быть в дальнейшем быть использована (на этапе проверки) для определения, к какому классу принадлежит неизвестный вектор признаков. В последние годы машина опорных векторов считается одним из эффективных методов дискриминации. В задаче верификации диктора машина опорных векторов может использоваться отдельно либо в комбинации с другими методами классификации. Например, в работе используется комбинирование методов на основе модели гауссовых смесей и машины опорных векторов. В ней делается попытка использовать компенсации изменчивости диктора и канала, а именно: с помощью модели гауссовых смесей сформировать некоторый средний вектор, который далее обрабатывается машиной опорных векторов. Комбинирование методов приводит к повышению точности классификации.

Метод главных компонент обычно применяют для сокращения размерности исходных данных. В работе применялся метод главных компонент совместно с генетическим алгоритмом для задачи идентификации диктора в шумной обстановке. Шумы устранялись с помощью фильтрации Винера. В качестве голосовых признаков использовались различные коэффициенты, такие как мелко частотные кепстральные коэффициенты, действительные кепстральные коэффициенты, коэффициенты кепстрального линейного предсказация, производные первого и второго порядков мелкочастотных кепстральных коэффициентов. Метод главных компонент был использован для сокращения размерности вектора речевых признаков. Классификация производилась с помощь генетического алгоритма на базе речевых данных для различных уровней отношения «полезный сигнал/шум».

Данное исследование показало, что наименее подверженными воздействию шума различного вида оказались мелкочастотные кепстральные коэффициенты и производные первого порядка мелкочастотных кепстральных коэффициентов, которые обеспечили около 85 % правильно идентифицируемых дикторов. При уровне отношения «полезный сигнал/шум» 15 дБ процент правильно идентифицируемых дикторов не превышал 90 %.

В работе описана тексто-независимая идентификация диктора мелкочастотных кепстральных коэффициентов, метода главных компонент и гауссовы смеси. В качестве классификатора выступал байесовский классификатор. Исследование проводилось на 40 дикторах с 10 высказываниями при наложении белого шума с уровнями отношения

«полезный сигнал/шум» от 0 до 30 дБ. При незначительном уровне отношения «полезный сигнал/шум» 30 дБ процент правильно идентифицируемых дикторов не превышал 90 %.

В работе идентификация дикторов основывалась на применении нейронных сетей. Особенностью работы являлось использование технологии выделения признаков. В качестве признаков в этом исследовании выступали мелкочастотные кепстральные коэффициенты. Применение метода главных компонент сводилось к сокращению размерности векторов речевых признаков, состоящих из мелкочастотных кепстральных коэффициентов Классификация проводилась с помощью нейронных сетей на речевых записях 10 дикторов. Процент правильно идентифицируемых при уровне отношения «полезный сигнал/шум» 30 дБ достигал 87 %.

Воздействие шума исследуется и в работе. В качестве основного метода классификации для распознавания диктора используются гауссовы смеси. Речевой материал был взят из речевого корпуса «SPIDRE» [77], а именно, использовались голосовые записи 45 дикторов (27 мужских, 18 женских). Для обучения использовались речевые отрезки длительностью 30 с, а для тестирования – отрезки длительностью 10 с. Признаки формировались на основе кепстральных коэффициентов. Отношение «полезный сигнал/шум» задавался равным 15 дБ и 20 дБ.

В работе также исследовалось влияние шума на идентификацию диктора по голосу. Базовый метод идентификации диктора основывался на гауссовых смесях. Речевой материал был взят из речевой базы «TIDIGITS», а именно, использовались записи голосов 31 диктора (21 мужских и 10 женских). Для каждого диктора имелись 77 высказываний, причем 50 высказываний использовались для обучения, а 27 высказываний – для тестирования. Признаки формировались на основе кепстральных коэффициентов.

Результаты влияния белого шума приведены в работе, где в качестве базового метода идентификации использовался многослойный персептрон. В качестве речевого материала выступали телефонные записи голосов корпуса «The 2002 NIST Speaker Recognition Evaluation corpus», из которого использовались записи 50 дикторов (20 мужских и 30 женских). Для каждого диктора имелось около 2 мин речевого материала, который разбивался на отрезки длительностью 5 с. При тестировании использовались на основе кепстральных коэффициентов. В качестве шума выступали различные его виды, среди которых были белый и речеподобный шум. Шум добавлялся аддитивно, определенный уровень которого обеспечивал отношение «полезный сигнал/шум» от –12 до 18 дБ с интервалов 6 дБ.

Воздействие речеподобного шума исследуется в работе. В качестве речевого материала использовались телефонные записи 300 дикторов из базы данных «The 2008 NIST Speaker Recognition Evaluation». На каждого диктора приходилось около 5 мин речевого материала. Предварительно выделенная информативная составляющая записи делилась на отрезки длительностью 5 с, из них 2 отрезка использовались для тестирования, а для обучения – остальные отрезки. Величины отношения «полезный сигнал/шум» принимали значения от 0 до 24 дБ с интервалом 6 дБ. В качестве базового метода идентификации применялся один из методов нейронных сетей «deep neural network». Признаки формировались на основе кепстральных коэффициентов.

Эффективность любой системы распознавания диктора оценивается ошибками классификации. Существуют два типа ошибок, имеющих место в задаче верификации: ложно отвергнутые (ошибка1-города), когда системы отвергла «своего», и ложно принятые (ошибка2-города), когда система приняла «чужого». Оба типа ошибки зависят от уровня принятия решения. При высоком уровне система будет делать мало ложных принятий, но много ложных отказов. Если уровень фиксирован низким значением, то

система будет более удобна для пользователей и будет делать мало ложных отказов, но много ложных принятий. Ошибки ложных принятий RFA (false accept rate) и ложных отказов RFR(false reject rate) вычисляются по следующим формулам:

$$R_{FA} = \frac{{}^{4исло ложнопринятых}}{{}^{4исло принятых} {}^{4ywux}},$$
 (1.1)

$$R_{FA} = \frac{{}^{4исло ложноотвергнутых}}{{}^{4исло принятых своих}}$$
 . (1.2)

Эти ошибки являются нормальной оценкой разрабатываемого набора и будут использоваться для определения функции стоимости (Detection Cost Function). Эта функция стоимости является весовой мерой ошибок ложного принятия и ложного отказа:

$$DCF = C_{FR}P_{tar}R_{FR} + C_{FA}P_{imp}R_{FA}$$
(1.3)

где  $C_{FR}$  – стоимость ложного отказа,  $C_{FA}$  – стоимость ложного принятия;  $P_{tar}$  и  $P_{imp}$  являются априорными вероятностями «своих» и «чужих» соответственно .DCF будет нормализована значением:  $C_F P_{tar} + C_{FA} P_{imp}$ .

На практике в качестве меры оценки эффективности системы верификации диктора часто используют функцию стоимости DCF. Кроме того, минимизация функции DCF может оказаться полезной для оптимизации системы. Для оценки эффективности системы при динамике некоторого параметра обычно используют рабочую характеристическую кривую (Receiver Operating Characteristic) или кривую компромисса определения ошибки (Detection Error Trade-off), где вводится такая характеристика, как эквивалентная ошибка классификации (Equal Error Rate), которая появляется на пересечении кривой компромисса определения ошибки с первой биссектрисой. Меры эффективности в динамике некоторого параметра позволяют достаточно просто сравнивать различные системы верификации диктора.

## Заключение

Проведенный обзор показывает, что все методы классификации в задаче идентификации диктора обладают своими недостатками: одни чувствительны к шуму, другие не обладают наглядностью, третьи чрезмерно сложны для практического применения. В связи с этим практические реализации и внедрение систем идентификации дикторов не достаточно распространены. В значительной степени лишены отмеченных недостатков проекционные методы анализа многомерных данных. Использование этих методов в задаче голосовой идентификации подробно рассматривается далее в магистерской диссертации.

#### Список литературы

1. Neustein A., Patil H.A. Forensic Speaker Recognition: Law Enforcement and Counter-Terrorism. New York: Springer, 2012. 540 p.

2. Каганов А.Ш. Криминалистическая идентификация личности по голосу и звучащей речи. М.: Юрлитинформ, 2009. 291 с.

3. Дшхунян В.Л., Шаньгин В.Ф. Электронная идентификация. Бесконтактные электронные идентификаторы и смарт-карты. М.: ООО «Изд-во АСТ», Изд-во «НТПресс», 2004. 695 с.

4. Orság, F. Speaker Dependent Coefficients for Speaker Recognition // International Journal of Security and Its Applications. 2010. Vol. 4. P. 31–47.

5. Meng, H. The HKCUPU system for the NIST 2010 speaker recognition evaluation / W. Jiang, Man-Wai Mak, W. Rao, H. Meng // International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP): Book of abstracts. Prague, 2011. P. 5288–5291.

6. Channel compensation for forensic speaker identification using inverse processing / M. Stolbov, P. Ignatov, S. Koval, A. Barinov // AES 39th nternational Conference. Hillerød, 2010.

# РАЗРАБОТКА КОМПЛЕКСНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ ДЛЯ МАЛОНАСЕЛЕННЫХ РАЙОНОВ СЕВЕРА И ВОСТОКА РФ

## М. В. Чертыкова, А. И. Громыко (научный руководитель)

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

В данной статье рассмотрены достоинства и недостатки известных видов связи. Также представлена разработка комплексной системы связи, которая дает возможность обеспечить связь с труднодоступными и малонаселенными районами.

В северных районах Красноярского края, Сибири и Дальнего Востока состояние связи не соответствует уровню развития инфокоммуникационных технологий в центре страны. Если центральная часть страны оснащена проводными телекоммуникационными системами, то северные малонаселенные пункты их не имеют.

На сегодняшний день причин сложившейся ситуации несколько. Во-первых, это сложность в развертывании сетей связи из-за слабо развитой энергетической и транспортной инфраструктуры в условиях низких температур (промерзших грунтов, отказов техники), сильных ветров. Также одним из ключевых факторов, определяющим слабое развитие систем связи, является численность населения. Поэтому частные компании, предоставляющие услуги связи, мало заинтересованы в развертывании сетей для малочисленных районов. Эти два фактора влекут за собой существенное повышение объема необходимых инвестиций. На сегодняшний день наблюдается улучшение ситуации, связанное с заинтересованностью государства в области развития связи [2] [1], но в ряде случаев качество инфраструктуры связи является недостаточными для оказания услуг, отвечающих современным требованиям.

Рассмотрим достоинства и недостатки известных видов связи.

## Сотовая связь. Преимущества сотовой связи как вида телекоммуникации:

– меньшие по сравнению с аналоговыми стандартами (NMT-450, AMPS-800) размеры и вес телефонных аппаратов при большем времени работы без подзарядки аккумулятора. Это достигается в основном за счёт аппаратуры базовой станции, которая постоянно анализирует уровень сигнала, принимаемого от аппарата абонента. В тех случаях, когда он выше требуемого, на сотовый телефон автоматически подаётся команда снизить излучаемую мощность;

- хорошее качество связи при достаточной плотности размещения базовых станций;

– большая ёмкость сети, возможность большого числа одновременных соединений;

- низкий уровень индустриальных помех в данных частотных диапазонах;

 – улучшенная (по сравнению с аналоговыми системами) защита от подслушивания и нелегального использования, что достигается путём применения алгоритмов шифрования с разделяемым ключом;

– эффективное кодирование речи. EFR-технология была разработана фирмой Nokia и впоследствии стала промышленным стандартом кодирования/декодирования для технологии GSM.

К недостаткам можно отнести:

- искажение речи при цифровой обработке и передаче;

 – большее количество передатчиков, чем в аналоговых системах. Связь возможна на расстоянии не более 20 км от ближайшей базовой станции даже при использовании усилителей и направленных антенн;

- есть зоны, где нет покрытия сети [3, 4].

В большинстве же северных регионах основная часть трафика передается через **спутниковые каналы связи**, которых критически не хватает. Отметим несомненные преимущества спутниковой связи:

– большая пропускная способность;

– глобальность действия и высокое качество связи – обусловили интенсивное развитие спутниковой связи;

 настоящее время имеется более 30 крупных спутниковых систем, располагающих собственными спутниками, и более 100 спутников находятся в эксплуатации [4, 5].

Рассмотрим недостатки спутниковой связи:

 – слабая помехозащищённость. Огромные расстояния между земными станциями и спутником являются причиной того, что отношение сигнал/шум на приемнике очень невелико.

– влияние атмосферы. На качество спутниковой связи оказывают сильное влияние эффекты в тропосфере и ионосфере.

– поглощение в тропосфере. Поглощение сигнала атмосферой находится в зависимости от его частоты. Максимумы поглощения приходятся на 22,3 ГГц (резонанс водяных паров) и 60 ГГц (резонанс кислорода). В целом поглощение существенно сказывается на распространении сигналов с частотой выше 10 ГГц (т. е., начиная с Кидиапазона). Кроме поглощения, при распространении радиоволн в атмосфере присутствует эффект замирания, причиной которому является разница в коэффициентах преломления различных слоев атмосферы.

– задержка распространения сигнала. Проблема задержки распространения сигнала так или иначе затрагивает все спутниковые системы связи. Наибольшей задержкой обладают системы, использующие спутниковый ретранслятор на геостационарной орбите [5].

- относительно высокая стоимость оборудования и предоставляемых услуг.

Коротковолновая связь (КВ). Осуществление связи в диапазоне частот от 3-30 МГц.

Недостатки КВ связи:

 необходимость навыков и специфических знаний. Поэтому КВ диапазоны доступны либо радиолюбителям, имеющим присвоенную категорию и радиолюбительский позывной, либо организациям, имеющим выделенные частоты и разрешение работать на них;

– качество КВ связи. Подверженность влиянию атмосферных помех, зависимость от солнечной активности, метеоусловий.

Преимущество КВ связи: большая дальность связи. Благодаря огибанию земной поверхности и отражению от верхних слоев атмосферы, на коротких волнах возможна связь на расстояниях до нескольких тысяч километров без ретрансляторов и дополнительного коммутационного оборудования. Это позволяет использовать КВ-рации в самых удалённых местах – охотничьих избушках, геологических лагерях, северных поселениях, куда централизованная связь еще не добралась. Это уникальное свойство КВрадиосвязи позволяет мириться со многими трудностями ее использования [6].

Для того чтобы обеспечить доступной связью малонаселенные районы Севера и Дальнего Востока предлагается совместить устройство радиообмена с устройством сотовой связи. Для этого рассмотрим структурную схему такого совмещения, которая включает в себя схемы сотового телефона и радиостанции (рис. 1) В этой схеме соединение устанавливается с помощью коммутационного оборудования, переключателей S1–S4 и управляющего элемента, на котором телефонистка осуществляет необходимые манипуляции. К примеру, телефонисту поступил запрос с радиостанции установить соединение с абонентом по некоторому номеру. Телефонистка набирает номер и замыкает ключ, тем самым устанавливая соединение между абонентами радиостанции и сотового телефона.





Рис. 1. Структурная схема комплексной системы связи

Таким образом, данное совмещение дает возможность решить проблему отсутствия связи с малонаселенными районами. Такое согласование связи дает не только доступ ко всем абонентам, охваченным сотовой связью, но и повышает ее надежность. Это особенно важно в случае чрезвычайных ситуаций, когда человек находится в зоне, которую не покрывает сотовая связь и нет возможности сообщить о сложившейся ситуации. В таких случаях использование подобной комплексной системы связи является решением проблемы. Также для реализации такого типа связи не понадобятся большие вложения, нет необходимости в развертывании сетей, установке дополнительных передатчиков, что является несомненным преимуществом в условиях Крайнего Севера.

#### Список литературы

1. План деятельности Министерства связи и массовых коммуникаций Российской Федерации на период 2013–2018 годов. Режим доступа: http://2018.minsvyaz.ru/docs/pdf/Plan\_MKS\_Telecom.pdf

2. Стратегия развития Арктической зоны Российской Федерации и обеспечения национальной безопасности на период до 2020 года. Режим доступа: www.minregion.ru/upload/02\_dtp/101001\_str.doc

3. Сукачев Э.А. Сотовые сети радиосвязи с подвижными объектами: учеб. пособие. Изд. 2-е, испр. и дополн. Одесса: УГАС, 2000. 119 с.

4. Карташевский В.Г. Сети подвижной связи. М.: Эко-Трендз, 2001.

5. Кунегин С.В. Системы передачи информации: курс лекций. М.: В/ч 33965, 1997. 317 с.

6. Головин О.В., Простов С.П. Системы и устройства коротковолновой радиосвязи. М.: Горячая Линия – Телеком, 2006. 600 с.

7. Дятлов А.П. Системы спутниковой связи с подвижными объектами: учеб. пособие. Изд. 1-е. Таганрог: ТРТУ, 2004. 95 с.

# Секция «ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ МАТЕРИАЛЫ МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКИ»

# МАГНИТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТОНКИХ ПЛЕНОК ПЕРМАЛЛОЯ, ИЗГОТОВЛЕННЫХ ПРИ НЕБОЛЬШОМ ОТКЛОНЕНИИ ПОТОКА ОСАЖДАЕМЫХ АТОМОВ ОТ НОРМАЛИ К ПОДЛОЖКАМ

П. Н. Соловьев<sup>1</sup>, Б. А. Беляев<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>Институт физики им. Киренского 660036, г. Красноярск, Академгородок, 21 <sup>2</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: platon.solovev@gmail.com

Методом локального ферромагнитного резонанса (ФМР) исследована зависимость магнитных характеристик тонких пленок пермаллоя от небольшого отклонения от нормали к подложкам молекулярного луча осаждаемого вещества в процессе термического вакуумного испарения. Установлено, что с ростом угла осаждения увеличивается поле одноосной магнитной анизотропии и ширина линии ФМР, но понижается эффективная намагниченность насыщения образцов. Анализ экспериментальных результатов показал, что обнаруженные эффекты могут быть обусловлены наличием в пленках внутренних напряжений и структурных несовершенств, возникающих из-за эффекта самозатенения.

## 1. Введение

Благодаря своим необычным свойствам, связанным с размерными, структурными, и интерфейсными эффектами [1], тонкие поликристаллические магнитные пленки нашли применение в различных сверхвысокочастотных (СВЧ) устройствах [2, 3]. Для изготовления высококачественных магнитных наноструктур, отвечающих жестким требованиям микро- и наноэлектроники, требуется проведение широкого круга экспериментальных исследований, направленных на изучение влияния различных условий изготовления образцов на их магнитные параметры [4].

Как известно, одним из технологических факторов, оказывающих заметное воздействие на магнитные свойства тонких пленок, является наклон луча атомов напыляемого вещества [5]. Заметим, что большинство экспериментов по изучению свойств косо-осажденных пленок проводилось при сравнительно больших углах отклонения молекулярного луча от нормали к подложке. Было показано, что в этом случае благодаря эффекту самозатенения в пленке формируется выраженная столбчатая структура, и анизотропия формы этой структуры приводит к возникновению одноосной магнитной анизотропии в образце [6]. В то же время для многих технологий синтеза тонкопленочных структур (например, таких как термическое вакуумное осаждение или магнетронное распыление), как правило, характерно наличие не создаваемого намеренно небольшого наклона луча осаждаемых атомов относительно плоскости подложек, связанного с особенностями конструкций установок. Поэтому интересной и практически важной является задача исследования образцов, полученных при малых отклонениях потока осаждаемых атомов от нормали к подложке, с целью поиска закономерностей между технологическими условиями напыления и магнитными параметрами пленок.

## 2. Постановка эксперимента

Для детального изучения влияния малого отклонения падающего молекулярного луча от нормали к плоскости пленок на их основные магнитные характеристики было изготовлено большое количество образцов различного состава. Магнитные пленки син-
тезировались методом вакуумного термического испарения пермаллоя на полированные стеклянные подложки размерами  $12 \times 12 \times 0.5$  мм, которые размещались в специальной маске-держателе и нагревались до температуры  $200-250^{\circ}$  С. Скорость осаждения была около 0.8 нм/с. За единый цикл напыления изготавливалась серия из 12 пленок, расположенных в держателе в виде прямоугольника  $3\times4$  (рис. 1).



Рис. 1. Схемы осаждения набора пермаллоевых пленок и расположения квадратных подложек в маске-держателе. Окружностями показаны примерные углы осаждения α, отсчитываемые относительно нормали к подложке

Размеры пленок были  $10 \times 10 \text{ мм}^2$ , а расстояние между ними на подложкодержателе составляло 5 мм. Такое количество образцов в серии, размещенных на сравнительно большой площади, позволило проследить изменение их свойств в зависимости от пространственной вариации угла падения атомного пучка. Состав и толщина пленок контролировались с помощью рентгено-флуоресцентного анализа. Толщина всех полученных образцов попадала в интервале от 45 до 55 нм, а состав пленок в каждой серии отклонялся не более чем на 2 % от среднего состава серии. Важно заметить, что при напылении образцов к ним не было приложено внешнее магнитное поле, которое иначе могло бы частично «заглушать» связанные с малым наклонным осаждением «тонкие» эффекты, проявляющиеся в магнитных свойствах пленок.

Измерения основных магнитных параметров, а также их распределения по поверхности пленок проводились с помощью автоматизированного сканирующего спектрометра ферромагнитного резонанса [7]. Измерения были выполнены на частоте 2274 МГц с локальных участков тонких пленок диаметром ~1 мм с шагом по площади пленок 2 мм. Магнитные параметры образцов определялись из угловых зависимостей резонансного поля с помощью специальной методики [7].

### 3. Обсуждение и анализ экспериментальных результатов

Углы наклона потока атомов  $\alpha$ , отсчитываемые относительно нормали к плоскости подложек, как это следует из показанной на рис. 1 схемы напыления, входили в диапазон от ~1 до ~9.5°. Экспериментальные исследования показали, что даже такие небольшие отклонения молекулярного луча от нормали к пленкам оказывают заметное влияние на магнитные характеристики образцов. На рис. 2 представлены результаты измерений одноосной магнитной анизотропии по площади наборов из 12 тонких пленок двух различных средних составов: (*a*) Ni<sub>65</sub>Fe<sub>35</sub> и (*b*) Ni<sub>85</sub>Fe<sub>15</sub>. Слева на рис. 2 толстыми черными отрезками показаны распределения направлений осей легкого намагничивания (ОЛН) исследуемых образцов, а справа изображены картины распределения величин поля анизотропии  $H_k$ . Хорошо видно, что в зависимости от состава пленок распределения направлений легких осей приобретают радиальный или кольцевой характер. Принимая во внимание тот факт, что коэффициенты магнитострикции для этих двух составов имеют различный знак (отрицательный для Ni<sub>85</sub>Fe<sub>15</sub> и положительный для Ni<sub>65</sub>Fe<sub>35</sub>), можно с большой долей уверенности предполагать, что ориентация легких осей и их разворот почти на 90° при изменении состава обусловлены неоднородными внутренними напряжениями в пленках.

Поскольку распределения магнитных характеристик по площади пленок хорошо накладываются на рассчитанные распределения углов осаждения, вполне вероятно, что напряжения в пленках обусловлены наклонным осаждением и связанным с ним эффектом самозатенения. При этом известно, что косое осаждение тонких металлических пленок действительно приводит к возникновению в них упругих деформаций и соответствующих им напряжений, хотя точные механизмы этого процесса еще до конца не выяснены [8]. Посредством магнитоупругой связи неоднородные внутренние напряжения пленки индуцируют магнитную одноосную анизотропию, при этом напряжения определяют не только направления легких осей, но и величину поля анизотропии. Напыление наборов пленок с различным исходным составом пермаллоя показало, что изменение характера распределения легких осей наблюдается вблизи состава с коэффициентом магнитострикции  $\approx 0$  (Ni<sub>82</sub>Fe<sub>18</sub>). Вместе с тем, из этих данных трудно сделать однозначный вывод о том, является ли определяющим механизмом, формирующим магнитную анизотропию, внутренние напряжения, или некоторый вклад посредством диполь-дипольного взаимодействия вносят неоднородные распределения пустот и включений, как это имеет место для больших углов осаждения [6].



Рис. 2. Распределения направления (слева) и поля одноосной анизотропии *H<sub>k</sub>* (справа) по площади массива тонких (~50 нм) пленок пермаллоя. (*a*) – средний состав пленок Ni<sub>65</sub>Fe<sub>35</sub>, (*b*) – Ni<sub>85</sub>Fe<sub>15</sub>. Окружностями на левых графиках показаны примерные углы осаждения α.

Для более детального исследования влияния малого угла осаждения на магнитные характеристики пленок, было изготовлено шесть серий пленок (в каждой 12 образцов) схожих составов, попадающих в интервал от Ni<sub>69</sub>Fe<sub>31</sub> до Ni<sub>64</sub>Fe<sub>36</sub>. Остальные условия эксперимента не изменялись. Следует отметить, что для исследуемых образцов наблюдался достаточной большой разброс магнитных параметров, связанный как с отсутствием во время напыления ориентирующего магнитного поля, так и с дисперсией состава пленок. Приведем диапазоны, в которые попадают магнитные характеристики всех исследуемых образцов: эффективная намагниченность насыщения  $M_s = 915 \div 1165$  Гс, поле анизотропии  $H_k = 4.8 \div 9.5$  Э, ширина линии ФМР  $\Delta H = 6.4 \div 10.2$  Э.

На рис. 3, *а* показаны магнитные характеристики, полученные усреднением параметров, измеренных по площади для каждой пленки, а затем усреднением по порядковому номеру расположения пленки в маске-держателе (см. рис. 1) по всем шести сериям. Для уменьшения погрешности, связанной с различием составов пленок разных серий, магнитные характеристики образцов, изготовленных в едином технологическом цикле, делились на средние значения для этой серии. Таким образом, мы получаем зависимости усредненных относительных магнитных характеристик (правые оси ординат на рис. 3). Для них и построены планки погрешностей, показывающие среднеквадратическое отклонение относительных величин. При этом оказалось, что абсолютные средние магнитные характеристики (левые оси ординат на графиках рис.3) демонстрируют почти такое же поведение, как и относительные (но, очевидно, обладают большим среднеквадратическим отклонением), поэтому на графиках они показаны одними и теми же точками.

Как видно из представленных графиков, даже не смотря на высокую дисперсию магнитных параметров, которая отражается в больших планках погрешности, наблюдается заметная корреляция между расположением пленки в массиве и ее магнитными свойствами. Так, для пленок 2, 3, 6 и 7, находящихся вблизи области, расположенной напротив тигля, поле анизотропии  $H_k$  и ширина линии ФМР  $\Delta H$  имеют минимумы. В тоже время, эффективная намагниченность насыщения  $M_s$  принимает максимальные значения для пленок 3 и 7, а минимальные для пленок 1, 5, и 9, что говорит о некотором смещении вправо максимума намагниченности относительно точки массива, расположенной напротив центра тигля.



Рис. 3. Усредненные магнитные характеристики тонких пленок (*a*), показанные согласно порядковому номеру расположения образцов в маске (см. рис. 1). Зависимость усредненных магнитных характеристик пленок от угла осаждения луча атомов α. Штриховые линии – линейные аппроксимации (б)

Интересно рассмотреть поведение магнитных характеристик пленок в зависимости от угла осаждения. Для этого было сделано следующее. Каждой локальной области пленки, для которых проводились измерения, был сопоставлен рассчитанный угол осаждения α. При этом, как видно из рис. 1, различные точки пленок одной серии могли иметь одинаковые α. Затем магнитные параметры локальных участков всех образцов, для которых α был примерно равен (погрешность в пределах 1°), усреднялись. Таким образом, мы от измерений, насчитывающих 1800 точек, перешли всего к 9 точкам. При этом также, как и ранее, планки погрешностей построены для относительных величин.

На рис. 3, б показаны полученные зависимости усредненных магнитных характеристик тонкопленочных образцов от угла осаждения. Неодинаковость состава пленок, а также другие причины, как уже упоминалось ранее, приводят к большому разбросу величин, измеренных в различных точках образцов всех серий. Тем не менее на графиках отчетливо наблюдается тенденция роста среднего поля анизотропии с увеличением α, от 7.8 Э для  $\alpha \approx 1.5^{\circ}$  до 9 Э для  $\alpha \approx 9.5^{\circ}$ , как это и следовало ожидать. В то же время с ростом угла осаждения убывает средняя эффективная намагниченность насыщения M<sub>s</sub> от 1048 Гс до 1026 Гс, и увеличивается ширина линии ФМР, примерно на 0.5 Э. Падение намагниченности с ростом угла осаждения является известным фактом, который обычно объясняется увеличением пористости тонкой пленки [9]. Однако при ФМР исследовании объем образца в основном влияет только на амплитуду сигнала, но не на его частотно-полевую зависимость. Поэтому изменение намагниченности с ростом угла осаждения в данном случае можно связать не с уменьшением плотности образца, а с ростом отклонения (дисперсии) магнитных моментов от направления внешнего намагничивающего поля, вызванного наличием дефектов, включений и т. п., а также внутренними напряжениями. Это подтверждается и поведением ширины линии ΦMP Δ*H*, увеличение которой с ростом угла осаждения может быть обусловлено несобственными (возникающими из-за наличия дефектов) спин-спиновыми релаксационными процессами [10].

### 4. Заключение

Таким образом, с помощью исследования нескольких серий тонких пленок пермаллоя различного состава методом локального ферромагнитного резонанса было установлено, что даже небольшое отклонение луча атомов от нормали к подложке оказывает достаточно сильное влияние на основные магнитные характеристики образцов. Было показано, что увеличивающаяся с ростом угла осаждения магнитная одноосная анизотропия обусловлена существованием в косо-осажденных пленках внутренних напряжений. В то же время обнаруженное падение эффективной намагниченности насыщения пленок и одновременный рост ширины линии ФМР с увеличением угла осаждения могут быть связаны с наличием в образцах структурных несовершенств, возникающих из-за эффекта самозатенения.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №16-12-10140).

#### Список литературы

1. Heinrich B., Bland J.A.C. Ultrathin Magnetic Structures I-III. Berlin: Springer, 2005.

2. Belyaev B.A., Lemberg K.V., Serzhantov A.M., Leksikov A.A., Bal'va Y.F., Leksikov A.A. // IEEE Trans. Magn., Vol. 51. No. 6. 2015.

3. Бабицкий А.Н., Беляев Б.А., Скоморохов Г.В., Изотов А.В., Галеев Р.Г. // Письма в ЖТФ. Т. 41. № 7. 2015. С. 36–44.

4. Belyaev B.A., Izotov A.V., Solovev P.N. // Solid State Phen. Vol. 215. 2014. P. 223-226.

5. Hawkeye M.M., Taschuk M.T., Brett M.J. Glancing angle deposition of thin films: engineering the nanoscale. John Wiley & Sons, 2014.

6. Quiros C., Peverini L., Diaz J., Alija A., et al. // Nanotechnology. Vol. 25. 2014. P. 335704.

7. Belyaev B.A., Izotov A.V., Leksikov A.A. // IEEE Sensors. Vol. 5. 2005. P. 260-267.

8. Kamiya M., Hara K., Itoh K., al E. // J. Magn. Magn. Mater. Vol. 117. 1992. P. 232-238.

9. Tanahashi K., Hosoe Y., Futamoto M. // J. Magn. Magn. Mater. Vol. 153, 1996. P. 265.

10. Гуревич А.Г., Мелков Г.А. Магнитные колебания и волны. М.: Наука, 1994.

# ДВУХМАГНОННЫЕ ПРОЦЕССЫ РЕЛАКСАЦИИ В ТОНКИХ ПЛЕНКАХ С ПЕРИОДИЧЕСКИ МОДУЛИРОВАННОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ

П. Н. Соловьев<sup>1</sup>, Б. А. Беляев<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>Институт физики им. Киренского 660036, г. Красноярск, Академгородок, 21 <sup>2</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: platon.solovev@gmail.com

Исследованы высокочастотные магнитные свойства тонких пленок, изготовленных вакуумным термическим осаждением пермаллоя на обработанные алмазным резцом стеклянные подложки. Нарезанная на подложке система параллельных рисок приводит к формированию на поверхности осажденной на нее пленки периодических возмущений (текстуры). Изучение образцов методом ферромагнитного резонанса (ФМР) показало, что текстура является причиной резкого уширения линии ФМР, когда внешнее поле направлено почти ортогонально рискам. Анализ модели пленки с периодическими канавками на ее поверхности с помощью недавно развитой для данного случая теории двухмагнонных процессов релаксации позволил качественно объяснить наблюдаемые эффекты.

# 1. Введение

Тонкопленочные магнитные наноструктуры уже многие годы являются объектом интенсивных исследований. В настоящее время большой интерес научного сообщества к таким структурам связан с возможностью создания на их основе различных сверхвысокочастотных (СВЧ) устройств с электрически управляемыми характеристиками [1–3]. При этом для эффективного управления магнитной динамикой ферромагнитных наносистем необходимо детальное понимание физических механизмов, приводящих к рассеянию и перераспределению энергии колебаний намагниченности в образце [4, 5].

Диссипация энергии магнитных колебаний может осуществляться через различные каналы релаксации. Обычно процессы спиновой релаксации подразделяют на собственные, которые происходят и в идеальных кристаллах, и несобственные, обусловленные структурными неоднородностями. Двухмагнонное рассеяние является наиболее значимым вкладом среди всех несобственных релаксационных механизмов. Двухмагнонные процессы – это рассеяние магнитных колебаний и волн на неоднородностях с образованием колебаний или волн с той же частотой, но с другими волновыми числами. Эти процессы релаксации приводят к перераспределению энергии внутри магнитной системы, т. е. к возбуждению за счет первичных (возбужденных полем) колебаний системы других типов колебаний [6, 7].

В настоящей работе исследуются тонкие пленки пермаллоя, на поверхностях которых сформированы периодические неоднородности. Экспериментально обнаруженные особенности в высокочастотных магнитных свойствах образцов интерпретируются в рамках теории двухмагнонных процессов релаксации намагниченности [8, 9].

### 2. Изготовление образцов и результаты измерений

Изучаемые образцы были получены осаждением пермаллоя на специальным образом обработанные подложки. На поверхности полированных стеклянных подложек размером  $25 \times 10 \times 0.5$  мм алмазным резцом наносилась система параллельных рисок (канавок). После формирования текстуры, выполнялся стандартный цикл мытья подложек, включающий ультразвуковую обработку. На подготовленные таким образом подложки методом термического вакуумного испарения осаждался пермаллой (Fe<sub>25</sub>Ni<sub>75</sub>). Скорость осаждения составляла 0.7 нм/с, и толщина готовых образцов была около 50 нм. В процессе синтеза пленок подложки подогревались до 250° С. При изготовлении образцов в плоскости подложки было приложено постоянное магнитное поле, ориентиро-

ванное параллельно штрихам на подложке. Это поле индуцировало в пленках одноосную магнитную анизотропию. Важно заметить, что на одной стеклянной подложке формировалось несколько участков с различным периодом текстуры  $a_0$ , со штрихами, параллельными короткой стороне подложки.

На вставке рис. 1, *б* показано изображение тонкой пленки пермаллоя, осажденной на подложку с периодом текстуры 25 мкм, полученное с помощью металлографического микроскопа. Из этого снимка видно, что в результате обработки подложки алмазным резцом на поверхности осажденной на нее пленки формируются параллельные канавки. Однако детальное исследование пленок атомно-силовой микроскопией показало, что профиль поперечного сечения канавок обладает достаточно сложным рельефом – он имеет по несколько выступов и впадин, с выраженными максимумом («отвалом») и минимумом («бороздой»), суммарно занимающими полосу шириной около 5 мкм. При этом максимальная глубина канавок в измеренном участке пленки составляла 54 нм, а максимальная высота «отвалов» – 93 нм.



Рис. 1. Зависимости резонансного поля  $H_R$  и ширины линии ФМР  $\Delta H$  от угла направления поля развертки  $\varphi_H$ . Сплошные линии – характеристики участка пленки с текстурой ( $a_0 = 10$  мкм), и штриховые – характеристики гладкого участка (a). Зависимости максимального резонансного поля  $H^{max}_R$  и максимальной ширины линии ФМР  $\Delta H^{max}$  от периода текстуры  $a_0$ . Штриховые линии показывают характеристики гладкого участка пленки. На вставке представлен снимок поверхности пленки пермаллоя с периодом текстуры 25 мкм, полученный с помощью оптического микроскопа ( $\delta$ )

Исследования магнитных параметров образцов проводились с помощью автоматизированного сканирующего спектрометра ферромагнитного резонанса [10], в котором в качестве СВЧ-датчика используется миниатюрный микрополосковый резонатор, изготовленный на подложке с высокой диэлектрической проницаемостью. Измерения были выполнены на частоте 1684 МГц с локальных участков пленок круглой формы, площадь которых составляла примерно 0.8 мм<sup>2</sup>. Угловые зависимости снимались с центральной части каждого из участков пленки с различным периодом *a*<sub>0</sub> текстуры.

На рис. 1, *а* показаны экспериментальные угловые зависимости резонансного поля  $H_R$  и ширины линии ФМР  $\Delta H$ . Измерения проведены в областях пленок, где на подложке была сформирована текстура с периодом равным 10 мкм (сплошные линии) и на участках образцов, где подложка не подвергалась обработке (штриховые линии). Из представленных графиков видно, что наличие периодических неоднородностей на подложках приводит к возникновению особенностей (в сравнении с гладкими пленками) в угловых зависимостях как резонансного поля, так и ширины линии ФМР. Значение резонансного поля для текстурированного участка достигает своего максимума нестрого вдоль трудной оси (ОТН), а при некотором отклонении от нее влево и вправо примерно на 7°. В то же время при отклонении внешнего поля от ОТН примерно на  $\pm 5^{\circ}$  наблюдается резкий рост ширины линии ФМР более чем в два раза. Измерения, проведенные на участках пленки с различным периодом текстуры  $a_0$ , показали, что с уменьшением  $a_0$  связанные с неоднородностями эффекты ослабевают, и при периоде текстуры подложки более 80 мкм магнитные свойства образцов практически не отличаются от свойств аналогичных пленок, осажденных на гладкие подложки. Это видно из рис. 1,  $\delta$ , где показаны зависимости максимального резонансного поля и максимальной ширины линии ФМР от  $a_0$ .

# 3. Анализ свойств тонкой пленки с периодическими возмущениями на поверхности по теории двухмагнонных процессов

Наличие неоднородностей в ферромагнитном образце приводит к возникновению неоднородных магнитных полей рассеяния. В работах [11, 12] мы с помощью микромагнитного моделирования показали, что эти поля создают условия для возбуждения различных типов колебаний намагниченности в образце, которые ведут себя поразному при изменении поля развертки, а наблюдаемые расширение и сдвиг резонансной кривой объясняются распределением собственных частот этих колебаний. В то же время данную задачу можно также трактовать на языке связанных колебаний. Собственные колебания намагниченности образца *без* неоднородностей связываются за счет возмущающего воздействия от неоднородностей. Это вызывает передачу энергии от одного типа колебания к другим, т. е. ее диссипации, что можно рассматривать как дополнительный релаксационный процесс [6].

Однако этот же процесс релаксации может быть описан с помощью корпускулярного (квантового) рассмотрения процесса колебаний намагниченности. Переход от континуального к корпускулярному рассмотрению позволяет использовать для решения задачи спин-спиновой несобственной релаксации квантово-механическую теорию возмущений. Для этого можно воспользоваться гейзенберговской моделью в предположении, что возмущения, обусловленные неоднородностями, можно описать некоторым эффективным магнитным полем, так что энергия возмущения будет трактоваться как зеемановская энергия спинов в этом поле [6].

С помощью такого подхода уже в 1960 гг. удалось объяснить экспериментально наблюдаемую зависимость ширины линии ФМР образцов от наличия различных неоднородностей [7]. Недавно П. Ландерос и Д. Миллс развили [8] теорию двухмагнонных процессов для частного случая ферромагнитной тонкой пленки, на поверхности которой сформированы периодические неоднородности (канавки). Рассмотрим кратко основные выводы этой теории в приложении к исследуемым в данной работе образцам. При этом мы использовали следующие параметры модели пленки: ее толщина d = 50 нм, ширина канавок w = 2 мкм, и их высота h = 3.8 нм. Период неоднородностей (текстуры)  $a_0$  варьировался от 10 до 100 мкм. Магнитные параметры пленок соответствовали экспериментальным значениям, измеренным для гладкого (необработанного) участка образца: намагниченность насыщения  $M_s = 1029$  Гс, константа обмена  $A = 1.3 \times 10^{-6}$  эрг/см, поле одноосной анизотропии  $H_k = 10$  Э, параметр затухания 0.0056.

Для тонкой ферромагнитной пленки с одноосной анизотропией  $H_k$  и намагниченностью насыщения  $M_s$  дисперсионное отношение (зависимость частоты спиновой волны  $\omega$ , распространяющейся в плоскости пленки, от волнового вектора **k**) может быть записано в виде [13]

$$\omega^{2}(\mathbf{k}) = \gamma^{2}(H_{0} - H_{k})(H_{0} - H_{k} + 4\pi M_{s})$$
  
-  $2\pi M_{s}kd\gamma^{2}(H_{0} - H_{k} - [H_{0} - H_{k} + 4\pi M_{s}]\sin^{2}\phi_{k})$  (1)  
+  $2Dk^{2}\gamma^{2}(H_{0} - H_{k} + 2\pi M_{s}),$ 

где  $H_0$  – внешнее плоскостное магнитное поле, направленное вдоль трудной оси,  $D = 2A/M_s$  – обменная жесткость,  $_k$  – угол между постоянной компонентой намагниченности **M** и волновым вектором. Здесь также предполагается, что **M** параллельна внешнему полю. В этом выражении первый член является квадратом частоты ферромагнитного резонанса  $\omega_{FMR}$  (моды с **k** = 0), второй член обусловлен дипольным взаимодействием между магнитными моментами, и последний член является вкладом от обменного взаимодействия.

На рис. 2, *а* показана картина дисперсии, рассчитанная согласно выражению (1) для тонкой однородной пленки пермаллоя с параметрами, указанными ранее, и  $_{k} = 0$ . Дипольное взаимодействие между спинами сначала ведет к отрицательному склону на дисперсионной кривой. С увеличением волнового вектора обмен начинает доминировать над дипольным вкладом, что приводит к возникновению минимума в законе дисперсии. Из этого рисунка видно, что для одной и той же частоты поля накачки в образце может возбуждаться два типа колебаний – ферромагнитный резонанс ( $\mathbf{k} = 0$ ) и вырожденная с ним спиновая волна ( $\mathbf{k} \neq 0$ ).



Рис. 2. Дисперсия спиновых волн, возбуждаемых в тонкой однородной пленке, для двух значений внешнего поля  $H_0, f = \omega/2\pi - частота$  поля накачки. Штриховые линии показывают значения волнового числа k, кратные  $g_0 = 2\pi/a_0, a_0 = 10$  мкм (a). Найденные из условия  $\omega(k) = \omega_{\text{FMR}}$  внешние поля  $H_0$  как функция  $k = mg_0$  (m = 1, 2, 3...) ( $\delta$ )

Для того, чтобы энергия возбужденной однородной ФМР моды с  $\mathbf{k} = 0$  могла «перетечь» в вырожденные с ней спиновые волны, необходимо наличие рассеивающего потенциала, который «включает» этот процесс. В роли такого потенциала может выступать дипольное поле рассеяния, возникающее на неоднородностях поверхности пленки. Тогда для исследуемого образца этот потенциал имеет периодичность  $a_0$  в реальном пространстве, и его вектор обратной решетки  $g_0 = 2\pi/a_0$ . Величины  $mg_0$  (m > 0), кратные  $g_0$ , показаны на рис. 2a штриховыми линиями. При этом величины внешних полей при расчете дисперсионного отношения (1) были выбраны таким образом, чтобы **k** вырожденных с ФМР модой спиновых волн и  $mg_0$  совпали. Если такое условие выполняется, двухмагнонное рассеяние может осуществляться наиболее эффективно, тогда как для других значений внешнего поля волновые вектора **k** не совпадут с перио-

дичностью рассеивающего потенциала и поэтому не дадут существенного вклада в релаксацию [4].

Таким образом, при увеличении частоты внешнего поля накачки ширина линии ФМР, пропорциональная величине релаксации, должна иметь максимумы, когда условия возбуждения ФМР одновременно удовлетворяют условиям наиболее эффективной передачи энергии от однородной моды в вырожденную с ней спиновую волну  $(k = mg_0)$ . Такие эффекты действительно недавно наблюдались в экспериментах по исследованию СВЧ-свойств тонких пленок с периодически модулированной поверхностью, где  $a_0$  была порядка сотен нанометров [4, 14]. Однако следует заметить, что при увеличении периода модуляции соответственно уменьшается  $g_0$ , и поэтому «разрыв» между величинами внешнего постоянного поля, удовлетворяющий условию вырождения, сокращается. Так, в качестве примера, на рис. 2,  $\delta$  построена зависимость полей  $H_0(k = mg_0)$ , при которых может наблюдаться эффективная двухмагнонная релаксация ( $\omega(k = mg_0) = \omega_{\text{FMR}}$ ) для пленки с  $a_0 = 10$  мкм. Видно, что интервал между соседними полями, при которых  $k = mg_0$ , составляет всего около 10 Э, что эквивалентно разнице в частотах ~300 МГц.

П. Ландерос и Д. Миллс с помощью теории возмущений получили аналитическое выражение [8, 9], описывающее поглощение энергии внешнего высокочастотного поля образцом, обусловленное вкладами от двухмагнонных процессов для тонкой магнитной пленки с периодическими прямоугольными канавками на ее поверхности. На рис. 3, *а* представлены рассчитанные по формулам (13) и (14) из работы [9] спектры поглощения для пленки пермаллоя с различными  $a_0$  ( $f = \omega/2\pi = 1684$  МГц, внешнее постоянное поле ортогонально канавкам).



Рис. 3. Рассчитанные по теории двухмагнонных процессов релаксации намагниченности в тонкой пленке с периодическими полосками на поверхности спектры поглощения (*a*); зависимости резонансного поля  $H_R$  и ширины линии ФМР  $\Delta H$  от периода полосок  $a_0$  (сплошные линии), штриховые линии – параметры гладкой пленки (h = 0 нм) ( $\delta$ )

Видно, что для расстояния между канавками (периода) 10 мкм наблюдается разделение кривой поглощения на два пика, что приводит к значительному уширению суммарной линии поглощения. По мере увеличения  $a_0$  это разделение ослабевает, и для  $a_0 = 100$  мкм пик поглощения приближается к пику однородного ФМР. На рис. 3, *б* также построены зависимости ширины линии ФМР  $\Delta H$  и резонансного поля  $H_R$  от периода канавок. Полученные результаты демонстрируют качественное согласие с экспериментальными данными. Однако по сравнению с данными эксперимента на рис. 3, *б* наблюдается более сильное уширение линии ФМР, вызванное более значительным разделением между пиками поглощения, по сравнению с наблюдаемыми в эксперименте. Важно также отметить, что угловая зависимость ширины линии ФМР в теории П. Ландероса и Д. Миллса пропорциональна  $\cos^4 \varphi_H (\varphi_H - угол направления поля развертки), и$ имеет максимум, когда намагниченность ортогональна полоскам, сформированным наповерхности пленки [8]. В то же время в нашем эксперименте, а также и в работе [15]максимумы ширины линии ФМР наблюдаются при некотором отклонении**M**от направления, ортогонального канавкам.

# 4. Заключение

Таким образом, изучено влияние искусственной текстуры (системы параллельных рисок), сформированной на поверхности стеклянных подложек алмазным резцом, на магнитные характеристики осажденных на эти подложки тонких пленок пермаллоя. Обнаружены особенности в угловых зависимостях резонансного поля и ширины линии ФМР: при небольшом отклонении (~5°) внешнего поля от направления, ортогонального канавкам, наблюдаются максимумы поля резонанса, а также резкий рост (около 2 раз) ширины линии ФМР. Проведенный анализ модели пленки с канавками на ее поверхности в рамках недавно развитой Ландеросом и Миллсом [8] для такого случая теории двухмагнонных процессов рассеяния энергии колебаний намагниченности на «геометрических» неоднородностях позволил объяснить природу наблюдаемых эффектов.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №16-12-10140).

### Список литературы

1. Бабицкий А.Н., Беляев Б.А., Скоморохов Г.В., Изотов А.В., Галеев Р.Г. // Письма в ЖТФ. Т. 41. № 7. 2015. С. 36–44.

2. Camley R.E., Z.Celinski, T.Fal, A.V.Glushchenko, A.J.Hutchison, et al. // J. Magn. Magn. Mater. Vol. 321. 2008. P. 2048–2054.

3. Belyaev B.A., Lemberg K.V., Serzhantov A.M., Leksikov A.A., Bal'va Y.F., Leksikov A.A. // IEEE Trans. Magn. Vol. 51. No. 6. 2015.

4. Korner M., Lenz K., Gallardo R.A., et al. // Phys. Rev. B. Vol. 88. 2013. P. 054405.

5. Brataas A., Kent A.D., Ohno H. // Nature Mat. Vol. 11. 2012. P. 372-381.

6. Гуревич А.Г., Мелков Г.А. Магнитные колебания и волны. М.: Наука, 1994.

7. Sparks M., Loudon R., Kittel C. // Phys. Rev. Vol. 122. No. 3. 1961. P. 791-803.

8. Landeros P., Mills D.L. // Phys. Rev. B. Vol. 85. 2012. P. 054424.

9. Barsukov I., Landeros P., Meckenstock R., et al. // Phys. Rev. B. Vol. 85. 2012. P. 014420.

10. Belyaev B.A., Izotov A.V., Leksikov A.A. // IEEE Sensors.Vol. 5. No. 2. 2005. P. 260.

11. Belyaev B.A., Izotov A.V., Leksikov A.A., Serzhantov A.M., Lemberg K.V., Solovev P.N. // Solid State Phenomena. Vol. 215. 2014. P. 233–236.

12. Беляев Б.А., Изотов А.В., Лексиков А.А., Сержантов А.М., Соловьев П.Н., Лемберг К.В. // Изв. вузов. Физика. Т. 56. No. 8/2. 2013. С. 263–266.

13. Arias R., Mills D.L. // Phys. Rev. B. Vol. 60. No. 10. 1999. P. 7395.

14. Barsukov I., Romer F.M., Meckenstock R., Lenz K., et al. // Phys. Rev. B. Vol. 84. 2011. P. 140410(R).

15. McMichael R.D., Twisselmann D.J., Bonevich J.E., Chen A.P., Egelhoff W.F., et al. // J. Appl. Phys. Vol. 91. 2002. P. 8647.

# ОПТИЧЕСКАЯ ГЕНЕРАЦИЯ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ ИМПУЛЬСОВ В ПЬЕЗОЭЛЕКТРИКАХ La3Ga5SiO14 И ZnO

П. П. Турчин<sup>1,2</sup>, И. М. Рычков<sup>1</sup>, В. И. Турчин<sup>1</sup>, И. В. Блинов<sup>1</sup>

<sup>1</sup>ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет», Красноярск <sup>2</sup>Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН, Красноярск E-mail: pturchin@sfu-kras.ru

Разработана экспериментальная методика для генерации акустических импульсов в пьезоэлектрических кристаллах лазерным наносекундным импульсом с длиной электромагнитной волны в диапазоне 210–2400 нм. Исследованы особенности оптической генерации акустических импульсов в монокристаллах La<sub>3</sub>Ga<sub>5</sub>SiO<sub>14</sub> и ZnO

### Введение

Акустические исследования кристаллов и других материалов применяются при решении широкого спектра задач [1–4]. Тем не менее существуют технические сложности при исследовании распространения упругих волн в образцах с небольшими (2–3 мм и меньше) размерами. Возможное использование акустической спектроскопии для тонких образцов [5] сопряжено с необходимостью различать поляризации акустических мод. Поэтому известные [6, 7] методы оптической (лазерной) генерации акустических сигналов могут стать одним из эффективных экспериментальных решений для изучения свойств материалов с небольшими линейными размерами. Полученные в работе результаты демонстрируют эффективность применения стандартной схемы для ультразвуковых импульсных измерений [8] к исследованиям акустических импульсов при их оптической генерации.

### Экспериментальный метод

Блок-схема экспериментального метода представлена на рис. 1, *а*. Исследуемый кристалл облучался наносекундным лазерным импульсом, который создается перестраиваемой лазерной системой Vibrant LD 355 (7, рис. 1, *а*). Лазерный импульс может быть сгенерирован с длиной волны в диапазоне 210–2400 нм с энергией импульса до 40 мДж. Пьезопреобразователь 3 служит для регистрации сгенерированной серии акустических импульсов с последующей обработкой по стандартной схеме импульсных ультразвуковых исследований [8, 9].



Рис. 1. Блок-схема экспериментального метода (*a*): 1 – генератор сигналов AFG 3252, 2 – ограничительусилитель сигнала, 3 – пьезопреобразователь, 4 – образец, 5 – осциллограф DPO 7104, 6 – персональный компьютер, 7 – перестраиваемая лазерная система Vibrant LD 355 II; *б* – временная диаграмма синхронизации «акустической и оптической» генерации эхо-импульсов, τ – время задержки акустического импульса в образце

Важным элементом экспериментальной методики является возможность синхронизации работы источника лазерных импульсов 7 и регистрирующего осциллографа 5 (рис.1, *a*). Такая синхронизация осуществляется от блока управления лампы накачки системы Vibrant LD 355. Временная диаграмма синхронизации представлена на рис. 1, *б*.

Синхронизация генерации серий эхо-импульсов электромагнитным импульсом, подаваемым с генератора 1 на пьезопреобразователь 3 [8, 9], и при облучении лазерным импульсом, допускает возможность исследования нелинейных характеристик материала. Совмещение времени распространения акустического импульса в кристалле и момента оптической генерации сигнала позволяет говорить о распространении акустического импульса в «оптически деформированной» среде либо от оптической генерации импульса в «акустически деформированном» кристалле.

### Образцы

В экспериментах по исследованию лазерной генерации акустических импульсов были использованы монокристаллы оксида цинка ZnO (точеная группа симметрии 6mm) и лангасита La<sub>3</sub>Ga<sub>5</sub>SiO<sub>14</sub> (точеная группа симметрии 32). Первый из них является пироэлектриком и сильным пьезоэлектриком, второй – средний пьезоэлектрик.

Образцы монокристаллов имели форму прямоугольных параллелепипедов с базовыми направлениями [2110], [0110] и [0001], размеры которых 6.8×6.0×5.5 мм<sup>3</sup> для ZnO и 18.2×14.1×12.7 мм<sup>3</sup> для La<sub>3</sub>Ga<sub>5</sub>SiO<sub>14</sub>.

### Результаты исследований

На рис. 2 демонстрируются серии отраженных импульсов, полученные при оптическом облучении исследуемых монокристаллов. В данных экспериментах образец облучается наносекундным импульсом равномерно по всему объему. Представленные на рис. 2 результаты и другие, приводимые ниже, получены на длине волны лазерного импульса  $\lambda = 425$  нм.



Рис. 2. Серия эхо-импульсов сгенерированных при облучении наносекундным импульсом:  $a - La_3Ga_5SiO_4; \delta - ZnO$ 

В нашем случае наиболее очевидным механизмом [6] генерация эхо-импульсов пьезопреобразователем 3 (рис. 1, *a*), вследствие удара по нему деформируемым при облучении образцом. Отметим, что применение продольных и сдвиговых преобразователей приводит к генерации ОАВ соответствующей поляризации, о чем легко судить по известным скоростям упругих волн. Результаты одновременной (генератором 1 и лазерной системой 7, рис. 1, a) генерации серий эхо-импульсов представлены на рис. 3. Использованные схемы синхронизации генерации сигналов (рис. 2,  $\delta$ ) позволяет смещать «оптическую» серию эхо-импульсов относительно «акустической», тем самым реализуя условия для исследований нелинейности среды.



Рис. 3. Серии эхо-импульсов сгенерированные пьезопреобразователем и при облучении наносекундным лазерным импульсом; *a* – La<sub>3</sub>Ga<sub>5</sub>SiO<sub>4</sub>; *б* – ZnO

Другая картина отраженных серий эхо-импульсов возникает при облучении кристаллов лазерным импульсом, сфокусированным в точку. Результаты исследований для направления [2110] монокристалла La<sub>3</sub>Ga<sub>5</sub>SiO<sub>14</sub> представлены на рис. 4. Подробный анализ времён задержек между импульсами на рис. 4 позволяет указать четыре серии эхо-импульсов, первая из которых соответствует деформационному механизму генерации пьезопреобразователем [6], вторая – деформационному механизму генерации на противоположной от пьезопреобразователя границе образца, а третья и четвертая серии связаны с термоупругой генерацией акустического сигнала в точке фокусирования лазерного импульса.



Рис. 4. Генерация ОАВ при облучении фокусированным в точку наносекундным импульсом лазера

### Выводы

Разработанная экспериментальная схема измерений и проведенные исследования особенностей оптической генерации акустических импульсов в пьезокристаллах позволяют существенно упростить методы генерации акустических сигналов в образцах с небольшими линейными размерами.

Примененная в экспериментальной методике схема синхронизации генерации серии эхо-импульсов допускает исследование нелинейных характеристик среды.

Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства образования и науки РФ Сибирскому федеральному университету на выполнение НИР в 2016 году (Задание №3.2534.2016/К).

### Список литературы

1. Труэлл Р., Эльбаум Ч., Чик Б. Ультразвуковые методы в физике твердого тела. М.: Мир, 1969. 307 с.

2. Мэзон У. Физическая акустика. Т. І. Методы и приборы ультразвуковых исследований. Ч. А. М.: Мир, 1966. 592 с.

3. Александров К.С., Сорокин Б.П., Бурков С.И. Эффективные пьезоэлектрические кристаллы для акустоэлектроники, пьезотехники и сенсоров: монография: в 2 т. Новосибирск: Изд-во Сиб. отделения Российской академии наук, 2007. Т. 1.501 с.

4. Александров К.С., Сорокин Б.П., Бурков С.И. Эффективные пьезоэлектрические кристаллы для акустоэлектроники, пьезотехники и сенсоров: монография: в 2 т. Новосибирск: Изд-во Сиб. отделения Российской академии наук, 2008. Т. 2. 429 с.

5. Черников М.А. Упругие свойства икосаэдрических и декагональных квазикристаллов. УФН 175 437–443 (2005).

6. Теленков С. А. Нелинейные режимы генерации акустических волн при межзонном поглощении лазерного излучения в полупроводниках : автореф. дисс. ... канд. физ.-мат. наук : 01.04.21 / Теленков Сергей Алексеевич. М., 1993. 20 с.

7. Blodgett, D. W. Laser-based ultrasonics: Applications at APL / D. W. Blodgett, K.C. Baldwin – Johns Hopkins APL technical digest 26, (2005). P. 36–45.

8. Импульсные автоматизированные измерения скоростей упругих волн в кристаллах / П.П. Турчин, А.А. Парфенов, Н.А. Токарев, А.Е. Нестеров, А.Ю. Тарасова, К.С. Александров // Ползуновский вестник. № 3/1. 2011. С. 143–147.

9. Температурные зависимости скоростей упругих волн в монокристалла SrB4O7 / И.М. Рычков, В.И. Турчин, И.В. Блинов, А.И. Зайцев, П.П. Турчин // Современные проблемы радиоэлектроники. 6–7 мая 2015 г. Красноярск, 2015. С. 562–565.

# УПРУГИЕ СВОЙСТВА МОНОКРИСТАЛЛОВ YAl<sub>3</sub>(ВО<sub>3</sub>)<sub>4</sub>

П. П. Турчин<sup>1,2</sup>, В. И. Турчин<sup>1</sup>, И. М. Рычков<sup>1</sup>, И. В. Блинов<sup>1</sup>

<sup>1</sup>ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет», Красноярск <sup>2</sup>Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН, Красноярск E-mail: pturchin@sfu-kras.ru

Импульсным ультразвуковым методом на частоте 30 МГц определены значения скоростей ОАВ в базовых кристаллографических направлениях монокристалла YAl<sub>3</sub>(BO<sub>3</sub>). По измеренным значениям скоростей рассчитаны значения упругих постоянных, сделана оценка величины пьезоэффекта в направлениях [100] и [010] в исследуемом монокристалле.

### Введение

Монокристаллы алюмо- и ферроборатов RM<sub>3</sub>(BO<sub>3</sub>)<sub>4</sub> (R=Ho, Y, Gd, Dy, Nd; M=Al, Fe) обладают целым рядом интересных свойств [1-4], что делает их перспективными в различных практических приложениях.

В существующих научных публикациях большое внимание уделяется магнитоэлектрическим свойствам этих монокристаллов. Исследование упругих и пьезоэлектрических свойств ограничено небольшими размерами синтезируемых образцов. Так, в [5] погрешности определения скоростей ОАВ составляют ~ 100 м/с, что отвечает точности использованной авторами экспериментальной методики. Полная информация по упругим и пьезоэлектрическим характеристикам получена теоретическими расчетами и приводится в работе [6] для монокристаллов состава HoFe<sub>3</sub>(BO<sub>3</sub>)<sub>4</sub> и HoAl<sub>3</sub>(BO<sub>3</sub>)<sub>4</sub>. Тем не менее экспериментальные значения упругих и пьезоэлектрических постоянных для них отсутствуют.

В настоящей работе для определения упругих и пьезоэлектрических свойств монокристалла  $YAl_3(BO_3)_4$  применен импульсный ультразвуковой метод, точность определения в котором абсолютных значений скоростей объемных акустических волн (OAB) не хуже  $10^{-4}$ .

### Теория

Распространение упругих волн в монокристаллах описывается уравнением Грина – Кристофеля

$$(\Gamma_{il} - \lambda \delta_{il})U_l = 0, \qquad (1)$$

где  $\Gamma_{il} = C_{ijkl}^E n_j n_k + \frac{e_i e_l}{\varepsilon^*}$  – тензор Кристоффеля;  $C_{ijkl}^E$  – тензор модулей упругости;  $e_i = e_{ims} n_m n_s$ , – пьезоэлектрический вектор;  $\varepsilon^* = \varepsilon_{ms}^* n_m n_s$  – свертка диэлектрической постоянной;  $n_i$  – единичный вектор волновой нормали;  $\lambda = \rho v^2$  – собственные значения;  $U_i$  – собственные векторы  $\Gamma_{il}$ .

Решения уравнения (1) для базовых кристаллографических направлений кристаллов точечной симметрии 32 приведены в табл. 1.

#### Таблица 1

N п/п	$\lambda_i = \rho V_i^2$	$\vec{N}$	$\vec{U}$	Тип волны	Связь с материальными константами
1	$\lambda_1$	[001]	[001]	L	$C_{33}$
2	$\lambda_{_2}$			S	$C_{\scriptscriptstyle 44}$
3	$\lambda_3$	[100]	[100]	L	$C_{11} + rac{e_{11}^2}{arepsilon_{11}^\eta}$
4	$\lambda_4$			S	$\frac{1}{2}(C_{44}+C_{66})+\frac{1}{2}\sqrt{(C_{44}-C_{66})^2+4C_{14}^2}$
5	$\lambda_{5}$			S	$\frac{1}{2}(C_{44}+C_{66})-\frac{1}{2}\sqrt{(C_{44}-C_{66})^2+4C_{14}^2}$
6	$\lambda_6$	[010]	[100]	S	$C_{_{66}} + rac{e_{11}^2}{arepsilon_{11}^\eta}$
7	$\lambda_7$			QL	$\frac{1}{2}(C_{44}+C_{11})+\frac{1}{2}\sqrt{(C_{11}-C_{44})^2+4C_{14}^2}$
8	$\lambda_8$			QS	$\frac{1}{2}(C_{44}+C_{11})-\frac{1}{2}\sqrt{(C_{11}-C_{44})^2+4C_{14}^2}$

# Соотношения между скоростями ОАВ и линейными материальными константами в кристаллах симметрии 32

### Эксперимент

Кристаллографическая ориентация и линейные размеры исследуемого образца приведены на рис. 1.



Рис. 1. Ориентация и линейные размеры; a = 6,581 мм, b = 4,357 мм, c = 5,233 мм

Точность ориентировки граней образца составляет ±3', а плоскопараллельность противоположных граней образца была не хуже 3 мкм. Плотность кристалла  $\rho$ =3,720 г/см<sup>3</sup> [7].

Экспериментальные значения скоростей ОАВ были определены импульсным ультразвуковым методом [8], блок-схема которого представлена на рис. 2. Наносекундный импульс с генератора 1 подавался на пьезопреобразователь 3 и после многократного отражения в образце 4 серия отраженных эхо-импульсов регистрировалась осциллографом 6. Рубидиевый стандарт частоты 7 обеспечивал температурную стабилизацию тактовой частоты осциллографа. Запуск генератор 1 осуществлялся с помощью задающего генератора 5, который также синхронизует развертку осциллографа.

На рис. 3 продемонстрирована полученная серия эхо-импульсов для продольной ОАВ в кристаллофизическом направлении [001]. Скорости упругих волн для этой и ос-

тальных акустических мод (табл. 1) находятся по известной длине образца и времени задержки импульсов т





Рис. 2. Блок-схема автоматизированного импульсного метода: 1 – генератор импульсов Г5-66, 2 – ограничитель-усилитель сигнала, 3 – пьезопреобразователь, 4 – образец, 5 - задающий генератор AFG 3252, 6 – осциллограф DPO 72004, 7 – рубидиевый стандарт частоты FS725, 8 – персональный компьютер



Рис. 3. Серия эхо-импульсов продольной волны в направлении [001]

Точность определения V<sub>OAB</sub> во всех случаях не превышает 1 м/с. Экспериментальные результаты обобщены в табл. 2. Рассчитанные значения модулей упругости приведены в табл. 3. Значения констант  $C_{11}^{E}$ ,  $C_{11}^{D}$ ,  $C_{66}^{E}$  и  $C_{66}^{D}$  позволяют рассчитать величины коэффициентов электромеханической связи:

$$K_{100} = \sqrt{\frac{C_{11}^{D} + C_{11}^{E}}{C_{11}^{E}}} \approx 0,17$$
 и  $K_{010} = \sqrt{\frac{C_{66}^{D} + C_{66}^{E}}{C_{66}^{E}}} \approx 0,36$ .

### Таблица 2

$\vec{N}$	Тип волны	$\vec{U}$	(V±∆V) ,м/с
	L	[100]	10580±5
[100]	S		4020±1
	S		5464±1
	S	[100]	5415±1
[010]	QL		10456±5
	QS		4434±1
[001]	L	[001]	8533±5
	S		4486±1

Скорости упругих волн

### Таблица 3

#### Значения модулей упругости

	$C^{\scriptscriptstyle E}_{\scriptscriptstyle 11}$	$C^{\scriptscriptstyle D}_{\scriptscriptstyle 11}$	$C^{\scriptscriptstyle E}_{\scriptscriptstyle 66}$	$C^{\scriptscriptstyle D}_{\scriptscriptstyle 66}$	$C^{\scriptscriptstyle E}_{\scriptscriptstyle 33}$	$C^{\scriptscriptstyle E}_{\scriptscriptstyle 44}$
$\frac{(C_{\lambda\mu}\pm\Delta C_{\lambda\mu})}{10^{10}\mathrm{H/m^2}},$	40,5±0,05	41,6±0,05	9,6±0,01	10,9±0,01	27,1±0,05	7,5±0,01

### Выводы

Измерение значений скоростей ОАВ импульсным методом на частоте 30 МГц позволило получить их значения с точностью не хуже 1 м/с и получить оценки коэффициентов электромеханической связи в монокристалле YAl<sub>3</sub>(BO<sub>3</sub>)<sub>4</sub>.

Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства образования и науки РФ Сибирскому федеральному университету на выполнение НИР в 2016 году (Задание №3.2534.2016/K).

#### Список литературы

1. Гигантский магнитодиэлектрический эффект в мультиферроике SmFe<sub>3</sub>(BO<sub>3</sub>)<sub>4</sub> / A.A. Мухин [и др.] // Письма в Журнал экспериментальной и теоретической физики. 2011. Т. 93. №. 5. С. 305–311.

2. Giant magnetoelectric effect in HoAl 3 (BO 3) 4 / K. C. Liang [et al.] // Physical Review B. 2011. T. 83. № 18. C. 180417.

3. 1 MW peak power at 266 nm in nonlinear YAI 3 (BO 3) 4 (YAB) single crystal / L. Zheng [et al.] // CLEO: Science and Innovations. Optical Society of America, 2015.

4. Cr3-doped borates—potential tunable laser crystals? / G. Wang [et al.] // Radiation effects and defects in solids. 1995. T. 136. № 1-4. C. 43–46.

5. Elastic and piezoelectric moduli of Nd and Sm ferroborates / T.N. Gaydamak [et al.] // Low Temperature Physics. 2015. T. 41. № 8. C. 614–618.

6. Колебательные спектры, упругие, пьезоэлектрические и поляризационные свойства кристалла α-SrB407 / В.И. Зиненко [и др.] // Ж. эксперим. и теор. физ. 2012. Т. 142, Вып. 3. С. 511–519.

7. Crystal structure of Yal 3 [BO 3] 4 / E.L. Belokoneva [et al.] // Journal of Structural Chemistry. 1981. T. 22. № 3. C. 476–478.

8. Импульсные автоматизированные измерения скоростей упругих волн в кристаллах / П.П. Турчин, А.А. Парфенов, Н.А. Токарев, А.Е. Нестеров, А.Ю. Тарасова, К.С/ Александров // Ползуновский вестник. № 3/1. 2011. С. 143–147.

# ВЛИЯНИЕ ОРГАНИЧЕСКОГО ТОПЛИВА НА МАГНИТНУЮ АНИЗОТРОПИЮ НАНОРАЗМЕРНЫХ ПОРОШКОВ ГЕКСАФЕРРИТА БАРИЯ, ПОЛУЧЕННЫХ МЕТОДОМ ЗОЛЬ-ГЕЛЬ ГОРЕНИЯ

М. Р. Уфимцев, В. А. Журавлев

Национальный Исследовательский Томский государственный университет 634050, г. Томск, пр. Ленина, 36 E-mail: m ufimtsev@bk.ru, ptica@mail.tsu.ru

Исследованы фазовый состав, параметры структуры и поля магнитной анизотропии образцов гексаферрита ВаFe<sub>12</sub>O<sub>19</sub>, полученных методом золь-гель горения с использованием разных типов органического топлива. Исследование полей анизотропии проведено методом ферромагнитного резонанса. Показано, что величина эффективного поля анизотропии максимальна при синтезе с использованием глицина.

### Введение

Оксидные ферримагнетики с гексагональной кристаллической структурой (гексаферриты) широко используются в различных областях современной техники. Согласно данным, приведенным в недавнем обзоре [1], в настоящее время наблюдается экспоненциальный рост числа публикаций, посвященных исследованию физических свойств и различным аспектам применений гексаферритов. Уникальность свойств гексаферритов обусловлена большими величинами полей магнитокристаллической анизотропии (МКА) и намагниченности насыщения [2]. Традиционно они используются в качестве материалов для постоянных магнитов, для магнитной записи информации, для разработки различных устройств СВЧ, КВЧ-диапазонов частот, радиопоглощающих и радиозащитных покрытий. Всплеск интереса к этому классу материалов в последнее время обусловлен тем, что ряд из них обладает свойствами мультиферроиков при комнатных температурах [1, 3].

В данной работе для получения наноразмерных порошков гексаферрита бария Мтипа состава BaFe<sub>12</sub>O<sub>19</sub> (Ba-M) применен метод золь-гель горения, в основе которого лежит создание исходной коллоидной наносистемы, обладающей способностью реагировать в режиме горения. Приведены результаты исследования фазового состава и магнитных свойств синтезированных материалов.

### Методика изготовления образцов

Синтез порошков гексаферритов бария методом золь-гель горения проведен по химической реакции

$$Ba(NO_3)_2 + 12Fe(NO_3)_3 \cdot 9H_2O + C_6H_8O_7 = BaFe_{12}O_{19} + 38NO_2 + 6CO_2 + 112H_2O + 5O_2.$$

В качестве реагентов использовали водные растворы бария азотнокислого Ва(NO<sub>3</sub>)<sub>2</sub> (Ч, ГОСТ 3777-76), железа азотнокислого 9-водного Fe(NO<sub>3</sub>)<sub>3</sub>·9H<sub>2</sub>O (Ч, ТУ 6-09-02-553-96) и лимонной кислотой (№1) C<sub>6</sub>H<sub>8</sub>O<sub>7</sub> с концентрацией 1М, которые смешивали в соответствии с соотношениями

{
$$[Ba(NO_3)_2]$$
:  $[Fe(NO_3)_3 \cdot 9H_2O]$ }:  $C_6H_8O_7 = {1:11.5}:2.$ 

Нитраты и лимонную кислоту растворяли в воде по отдельности. Затем проводили смешивание водных растворов. К полученной смеси по каплям добавляли концентрированный раствор гидроксида аммония NH<sub>4</sub>OH (ЧДА, ГОСТ 3760–79) при постоянном перемешивании до тех пор, пока не установится pH раствора, равный 7. pH среды измеряли с помощью портативного цифрового pH-метра Checker HI98103 фирмы HANNA Instruments. Полученный золь нагревали на магнитной мешалке ES-6120 фирмы ЭКРОС при температуре от 80 до 90 °C в течение 3–5 ч. В результате нагрева он превращался в вязкий гель коричневого цвета, который вспенивался. Дальнейший нагрев пены геля до температуры 150-160 °C вызывал воспламенение и горение, которое протекало в течение нескольких минут. После горения получался рыхлый порошок, который легко растирался в ступке, превращаясь в тонкий порошок. Далее порошок прокаливали при 450 °C в течение 24 ч для удаления органических примесей. Окончательное формирование наночастиц гексаферрита  $BaFe_{12}O_{19}$  проводили, отжигая порошок при 850 °C в течение 6 ч. Аналогичная методика и для получения образцов с топливом в виде карбамида (№2)  $CO(NH_2)_2$ , сахарозы (№3)  $C_{12}H_2O_{11}$  и глицина (№4)  $C_2H_5NO_2$ 

### Методики исследований

Рентгенографические исследования проведены на поликристальном дифрактометре SHIMADZU XRD-6000 с реализацией геометрии съемки рентгенограмм в геометрии Брега-Брентано с фокусирующим пирографитовым кристалломмонохроматором на вторичном пучке гамма-квантов. Для качественного анализа фазового состава использована компьютерная база данных рентгеновской порошковой дифрактометрии PDF4+ Международного центра дифракционных данных (ICDD, Denver, USA). Количественный анализ фазового состава и уточнение структурных параметров обнаруженных фаз проводили при помощи программы полнопрофильного анализа Powder Cell 2.4.

Магнитные измерения состояли из исследования кривых намагничивания в импульсных магнитных полях до 30 кЭ на описанной в работе [4] установке и измерения спектров ферромагнитного резонанса (ФМР) по стандартной волноводной методике «на проход» в диапазоне частот 37 – 53 ГГц с помощью автоматизированного радиоспектроскопа. Для исследования ФМР порошки исследованных образцов помещали в тонкостенные кварцевые трубки с внутренним диаметром 0.7 мм и длиной 10 мм. Плотность порошковых образцов была приблизительно одинаковой и составляла  $\approx 2.8 \ г/см^3$ . Трубки помещали в прямоугольный волновод параллельно широкой стенке волновода, чтобы переменное магнитное поле было ориентировано вдоль оси образца. Постоянное намагничивающее поле направлено перпендикулярно широкой стенке волновода.

# Результаты экспериментов и их обсуждение

Результаты рентгеноструктурного анализа образцов сведены в табл. 1.

Таблица 1

Образец	Фазовый состав об	Постоян. решетки, А		OVD	$A = 1/4 \times 10^3$	
	BaFe <sub>12</sub> O <sub>19</sub>	Fe <sub>3</sub> O <sub>4</sub>	а	С	ОКР, НМ	$\Delta a/a^{*10}$
Nº1	98.6	1.4	5.9139	23.3130	87	1.3
Nº2	95.1	4.9	5.9074	23.3130	37	1.5
N <u></u> 23	95.6	4.4	5.9127	23.3130	36	1.7
<u>№</u> 4	97.0	3.0	5.9067	23.3130	48	1.3

Фазовый состав исследованных материалов

Согласно табл. 1, содержание основной фазы Ва–М в обоих образцах превышает 95 % и дополнительной фазой является магнетит. Образцы имеют близкие по величине постоянные решетки а и одинаковые значения постоянной решетки вдоль гексагональ-

ной оси с. Эти результаты близки к известным из литературы для гексаферрита Ba-M. На основе анализа физического уширения дифракционных линий по величине областей когерентного рассеяния (ОКР) оценены средние размеры кристаллитов и величины внутренних упругих микронапряжений, пропорциональные относительному изменению межплоскостных расстояний ( $\Delta d/d$ ). Эти параметры также близки друг к другу у всех трех образцов.

Исследование спектров ферромагнитного резонанса порошковых и поликристаллических оксидных ферримагнетиков с гексагональной кристаллической структурой дает возможность определить из эксперимента ряд важных для практических применений магнитных параметров этих материалов:

- величины и знак полей магнитокристаллической анизотропии (Hai),

– величины эффективного магнитомеханического отношения  $\gamma = ge/2mc$ , здесь g – эффективный g-фактор исследуемого материала, е – заряд, m – масса электрона, с – скорость света. Отметим, что в гексаферритах параметр  $\gamma$  может быть анизотропным [5].

Выполненные в приближении независимых зерен расчеты резонансных кривых  $\Phi$ MP [5] и компонент тензора магнитной проницаемости [6] одноосных однодоменных поликристаллических и порошковых материалов показали, что на кривых  $\Phi$ MP (или полевых зависимостях мнимых частей компонент тензора магнитной проницаемости) имеется две особенности: максимумы и (или) ступеньки. Причем по виду резонансных кривых можно определить, какой тип анизотропии: ось легкого намагничивания (ОЛН) или плоскость легкого намагничивания (ПЛН), имеет данный материал. Особенности на кривых  $\Phi$ MP наблюдаются вблизи величин намагничивающих полей  $H_{\parallel}$  и  $H_{\perp}$ , соответствующих стационарным направлениям на угловой зависимости резонансного поля. Величины резонансных полей (частот) определяются формулами [5]:

$$\omega_{\parallel} = \gamma_{\parallel} \left[ H_{\parallel} + (\gamma_{\perp} / \gamma_{\parallel}) H_{a1}' \right], \quad \omega_{\perp} = \gamma_{\perp} \left[ H_{\perp} \left( H_{\perp} - H_{\theta} \right) \right]^{1/2}.$$
<sup>(1)</sup>

Здесь  $\omega_{\parallel}$ ,  $\gamma_{\parallel}$  и  $\omega_{\perp}$ ,  $\gamma_{\perp}$  – резонансные частоты и магнитомеханические отношения для направлений вдоль гексагональной оси с кристаллической решетки и в базисной плоскости, соответственно;  $H'_{a1}$ ,  $H_{\theta}$  – поля магнитной анизотропии для этих направлений. Эти поля включают вклады от магнитокристаллической анизотропии и анизотропии формы кристаллитов:

$$H_{\theta} = H_{a1} + H_{a2} + H_{a3}, \ H_{a1} = H_{a1} + 4\pi M_{\rm S} (N_{\perp} - (\gamma_{\perp} / \gamma_{\parallel})^2 N_{\parallel}).$$
(2)

В формуле (2) Hai = 2iki /MS – поля магнитокристаллической анизотропии,  $N_{\perp}$ ,  $N_{\parallel}$  – поперечный и продольный размагничивающий факторы частицы, имеющей форму эллипсоида вращения, причем  $2N \perp +N \parallel = 1$ .

Низкополевая особенность соответствует резонансу кристаллитов, у которых направление магнитного поля (Н) близко к направлению легкого намагничивания. Высокополевая особенность соответствует резонансу кристаллитов, у которых поле ориентировано вблизи направлений трудного намагничивания. Гексаферрит Ва–М является материалом с большой положительной величиной поля анизотропии  $H_{a1} = 17$  кЭ и ОЛН направлена вдоль гексагональной оси с кристаллита, а направления трудного намагничивания расположены в базисной плоскости, которая является плоскостью трудного намагничивания (ПТН) [2]. В доступном нам диапазоне намагничивающих полей экспериментально наблюдался только один максимум в поле, близком к  $H_{\parallel}$ , соответствующем направлению легкого намагничивания. Обработка экспериментальных спектров ФМР образцов № 1, № 2 и № 3, снятых в диапазоне частот 37–53 ГГц, проводилась в два этапа. На первом этапе строились частотные зависимости резонансных полей. Далее методом наименьших квадратов по формуле (1) для  $\omega_{\parallel}$  определялись оценочные значения магнитомеханического отношения  $\gamma_{\parallel}$  и поля анизотропии  $H'_{a1}$ . На втором этапе путем детального сопоставления формы экспериментальных и расчетных резонансных кривых на разных частотах, находились уточненные значения этих параметров. В расчетах магнитомеханическое отношение считалось изотропным  $\gamma_{\parallel} = \gamma_{\perp} = \gamma$ .

На рис. 1 представлены рассчитанные в приближении независимых зерен (линии) мнимые части диагональной компоненты тензора магнитной проницаемости и экспериментальные (точки) кривые ФМР образцов № 1 (рис. 4, *a*), № 2 (рис. 4, *б*) и № 3 (рис. 4, *в*) для двух частот исследованного диапазона. Экспериментальные кривые нормировались на теоретические. Величины частот приведены в подписи к рисунку.



Рис. 1. Кривые ФМР образцов № 1 (*a*), № 2 (*б*), № 3 (*в*) и № 4 (*г*). Сплошные линии – частота 53 ГГц, пунктирные – 50 ГГц

С уменьшением частоты максимумы на кривых ФМР смещаются в сторону меньших полей. Рост потерь в нулевых полях с уменьшением частоты обусловлен приближением частоты высокочастотного магнитного поля к частоте естественного ферромагнитного резонанса, определяемой формулой

$$\omega_{\rm NFMR} = \gamma_{\perp} H_{a1} \,. \tag{2}$$

Расчетные кривые приведены в более широких пределах изменения намагничивающего поля, чем экспериментальные, чтобы показать наличие еще одного максимума вблизи поля  $H_{\perp}$ , соответствующего направлению трудного намагничивания. Величины магнитомеханических отношений, полей анизотропии и постоянных затухания в уравнении Ландау – Лифшица – Гильберта представлены в табл. 2.

Таблица 2

№ образца	γ/2π, ГГц/кЭ	<i>Н</i> <sub><i>a</i>1</sub> , кЭ	α
№1 частота 50 ГГц	$2.80\pm0.02$	$15.4 \pm 0.1$	$0.11 \pm 0.01$
№1 частота 53 ГГц	$2.80\pm0.02$	$15.4 \pm 0.1$	$0.07 \pm 0.01$
№2 частота 50 ГГц	$2.80\pm0.02$	$15.6 \pm 0.1$	$0.11 \pm 0.01$
№2 частота 53 ГГц	$2.80\pm0.02$	$15.6 \pm 0.1$	$0.07 \pm 0.01$
№3 частота 50 ГГц	$2.80\pm0.02$	$15 \pm 0.1$	$0.08 \pm 0.01$
№3 частота 53 ГГц	$2.80\pm0.02$	$15 \pm 0.1$	$0.07 \pm 0.01$
№4 частота 50 ГГц	$2.80\pm0.02$	$15.8 \pm 0.1$	$0.1 \pm 0.01$
№3 частота 53 ГГц	$2.80\pm0.02$	$15.8 \pm 0.1$	$0.1 \pm 0.01$

Измеренные методом ФМР магнитные параметры материалов

Согласно табл. 2 измеренные величины магнитомеханических отношений образцов с разным видом топлива в пределах погрешности эксперимента совпадают с магнитомеханическим отношением для спина свободного электрона. Величина эффективного поля анизотропии образцов заметно меньше приведенных в литературе данным\х для гексаферрита Ba-M [1, 2]. Возможная причина этого – влияние вклада в  $H'_{a1}$  от анизотропии формы частиц.

### Выводы

В работе проведен сравнительный анализ свойств порошков гексаферрита ВаFe<sub>12</sub>O<sub>19</sub>, полученных методом золь-гель горения, с разным видом топлива. Согласно данным по OKP, частицы порошков имеют приблизительно одинаковые размеры. Проведена оценка вклада от анизотропии формы в магнитную анизотропию материалов, синтезированных золь-гель горением. Радиопоглощающие свойства исследованных образцов близки.

Таким образом, использованная в данной работе технология синтеза порошков гексаферрита бария методом золь-гель горения обеспечивает получение материалов с магнитными характеристиками, не уступающими свойствам материалов, изготовленных по другим технологиям. Достоинством предлагаемой технологии является существенное сокращение времени синтеза и энергоемкости процесса.

### Список литературы

1. Robert C. Pullar // Progress in Material Science. 2012. V. 57. P. 1191-1334.

2. Смит Дж., Вейн Х. Ферриты. М.: ИЛ. 1958. 504 с.

3. Ebnabbasi K., Mohebbi M., Vittoria C. // J. Appl. Phys. 2013. V. 113. 17C703; http://dx.doi.org/10.1063/1.4793606

4. Креслин В.Ю., Найден Е.П. // Приборы и техника эксперимента. 2002. № 1. С. 63-68.

5. Журавлев В.А. // ФТТ. 1999. Т. 41. № 6. С. 1050.

6. Журавлев В.А., Мещеряков В.А. // Изв. вузов. Физика. 2013. Т. 56. № 12. С. 62-69.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ОТКЛИКА КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ НА ОСНОВЕ ПОРОШКА ФЕРРИТА Z-ТИПА И МНОГОСЛОЙНЫХ УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБОК В ТЕРАГЕРЦОВОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

### К. О. Фролов, К. В. Дорожкин, О. А. Доценко (научный руководитель)

Томский государственный университет 634050, Россия, г. Томск, пр. Ленина, 36 E-mail: FrolovKirill.O@yandex.ru

В данной статье представлены частотные зависимости коэффициентов прохождения, отражения и поглощения композиционных материалов на основе ферритового порошка Ba<sub>3</sub>Co<sub>2.4</sub>Ti<sub>0.4</sub>Fe<sub>23.2</sub>O<sub>41</sub> и многослойных углеродных нанотрубок диаметром 9,4 и 18,6 нм. Исследования проводилось в диапазоне частот от 120 до 260 ГГц. Было обнаружено, что добавление многослойных углеродных нанотрубок увеличивает коэффициент поглощения, а коэффициент прохождения при этом близок к нулю.

В последние десятилетия наблюдается тенденция широкого использования радиоэлектронных приборов, работающих в гигагерцовом диапазоне частот – это процессоры компьютеров, приборы космической и сотовой связи, медицинские приборы специального назначения, бытовая электроника и многое другое [1, 2]. Дальнейшее развитие электроники будет происходить за счет: уменьшения линейных размеров, веса приборов, расширения функционала и областей применимости. Одним из способов в достижении данной цели является увеличение рабочих частот радиоэлектронной аппаратуры. Увеличение рабочих частот элементной базы радиоэлектронных приборов до десятка гигагерц [3, 4] позволит достаточно легко разрабатывать и реализовывать аппаратуру с большими функциональными возможностями, при этом имеющую наноразмерные линейные размеры. Уже в скором времени будет освоен и этот диапазон частот, позволив создавать приборы для принципиально новых задач. Но уже и в наши дни существуют разработки в области приборостроения, в основе работы которых заложены фундаментальные исследования из терагерцовой области частот.

Исследования электромагнитного излучения терагерцового диапазона частот в последние годы приобретают все больший интерес. Данный диапазон находится в области между радиочастотами и оптическим излучением. Особенность данного диапазона состоит в том, что на сегодняшний день практически не существует устройств, которые бы работали в данной области частот. Еще одним уникальным свойством данного диапазона частот является то, что он, подобно рентгеновскому излучению, проникает внутрь материала. Из атомной физики известно, что молекулы вещества обладают своей, присущей только ей индивидуальной частотой колебания, но они находятся именно в терагерцовом диапазоне. Поэтому, воздействуя на однородное вещество, композиционный материал, объемную дисперсную среду электромагнитной волной терагерцового диапазона частот, возможно с большой точностью определять состав и природу исследуемого объекта. Это открывает большие горизонты для науки, медицины и приборостроения. Исследование в субмиллиметровом диапазоне частот объектов живой и неживой природы затрудняется уникальностью и большой ограниченностью измерительного оборудования, предназначенного работать в данном диапазоне частот. Одна из таких измерительных установок – субмиллиметровый квазиоптический спектрометр СТД – 21 и интерферометр Маха – Цандера ИМЦ ТД – 01 (рис. 1), находится в центре коллективного пользования «Центр радиоизмерений ТГУ».

Спектрометр предназначен для измерения электродинамических свойств объектов в диапазоне миллиметровых и субмиллиметровых длин волн. Это многоцелевой инст-

румент для фундаментальных исследований, а также для прикладного исследования характеристик материалов, используемых в миллиметровом и субмиллиметровом измерении. Это позволяет проводить бесконтактную, быструю и точную регистрацию спектров абсолютных значений действительной и мнимой частей электродинамических функций отклика образцов.



Рис. 1. Фотография субмиллиметрового квазиоптического спектрометра СТД – 21 и интерферометра Маха – Цандера ИМЦ ТД – 01

Предметом нашего исследования в терагерцовой области стал композиционный материал (КМ) на основе гексаферрита Z-типа и многослойных углеродных нанотрубок (МУНТ). Исследования проводились в диапазоне частот от 120 до 260 ГГц. Изучались спектры коэффициентов отражения, прохождения и поглощения электромагнитного излучения композиционных материалов разных составов. Исходными материалами при изготовлении экспериментальных образцов являлись: гексагональный феррит Ва<sub>3</sub>Со<sub>2.4</sub>Ті<sub>0.4</sub>Fe<sub>23.2</sub>O<sub>41</sub> с плоскостью легкого намагничивания, полученный по стандартной керамической технологии и МУНТ, полученные осаждением этилена в присутствии катализатора FeCo/Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, произведенные Институтом катализа СО РАН, г. Новосибирск. Размеры частиц наполнителей были следующие: феррит – не более 80 мкм, диаметр МУНТ равен 9,4 нм (зольность 2,4 %, примеси металлов 1,6 %, размер области когерентного рассеяния 3,0 нм, толщина стенок 7-9 слоев) и 18,6 нм (зольность менее 10 %, примеси металлов менее 7 %, область когерентного рассеяния 4,6 нм, толщина стенок 12-14 слоев). В качестве связующего использовался эпоксидный клей универсальный марки ЭДП-20.

Экспериментальные образцы изготовлялись по следующей технологии [5]: предварительно высушенный порошок ферритовой керамики, МУНТ и эпоксидный клей в массовых пропорциях, приведенных в табл. 1, взвешивались на весах Shimadzu AUX – 320 (погрешность  $\pm 0,5$  мг). После этого составные части композита помещались в емкость и тщательно перемешивались в течение 15 мин. до однородного состояния. Полученные смеси помещались в три идентичные формы из фторопласта. Диаметр готового экспериментального образца, в форме шайбы, составлял 16 мм. Характеристики экспериментальных образцов приведены в табл. 1.

Результаты измерения коэффициентов отражения, прохождения и рассчитанного коэффициента поглощения по формуле

$$T + R + A = 1$$

для экспериментальных образцов приведены на рис. 2, 3 и 4. Здесь *Т* – коэффициент прохождения; *R* – коэффициент отражения; *A* – коэффициент поглощения.

Таблица 1

N⁰	Ν	Толщина образца, мм			
	ΤΦ	ЭДП	МУНТ-2	МУНТ-3	
1	65,0	35,0	0,0	0,0	1,25
2	65,0	34,5	0,5	0,0	1,22
3	65,0	34,5	0,0	0,5	1,30

Результаты исследования электромагнитного отклика образца № 1 приведены на рис. 2. Экспериментальная кривая для коэффициента прохождения имеет периодическую, синусоидальную зависимость. В исследуемом диапазоне частот наблюдается два максимума. Первый на частоте 150 ГГц при уровне коэффициента прохождения 0,5 отн. ед. Второй – на частоте 210 ГГц с уровнем сигнала проходящей волны 0,46 отн. ед. Также наблюдается небольшое снижение уровня коэффициента прохождения во всем исследуемом спектре частот.



Рис. 2. Частотные зависимости коэффициентов прохождения, отражения и поглощения для образца № 1

Коэффициент отражения (рис. 2) также имеет синусоидальную форму в исследуемой области. Наблюдается три максимума отражения. Первый – на частоте 125 ГГц с максимальным уровнем отражения 0,35 отн. ед. Второй – на частоте 183 ГГц, уровень отражения 0,32 отн. ед. Третий – на частоте 234 ГГц, уровень отражения 0,31 отн. ед. Максимумы коэффициента поглощения наблюдаются в минимумах коэффициентов отражения. В исследуемом диапазоне мы наблюдаем два максимума поглощения на частотах 160 ГГц и 212 ГГц с уровнем поглощения волны в 0,47 отн. ед. и 0,48 отн. ед. соответственно. С ростом частоты наблюдается увеличение уровня коэффициента поглощения. Максимальное значение поглощения, полученное в исследуемом диапазоне частот, составляет 0,56 отн. ед.

Результаты исследования образца № 2 приведены на рис. 3. Добавление углеродных наноструктур в объем композиционного материала привело к выравниванию спек-

тров коэффициентов отражения, прохождения и поглощения. Исследование коэффициента прохождения показало, что во всем исследуемом диапазоне он близок к нулю, начиная с 120 ГГц его уровень составляет 0,06 отн. ед. и линейно убывает во всей области. На частоте 260 ГГц он составляет 0,012 отн. ед. Коэффициент отражения имеет пару незначительных пиков отражения на частотах 161 ГГц и 214 ГГц с уровнем отражения 0,24 отн. ед и 0,22 отн. ед. соответственно. Коэффициент поглощения, во всем измеряемом диапазоне, так же близок к линейному. Средний уровень поглощения составил 0,76 отн. ед.



Рис. 3. Частотные зависимости коэффициентов прохождения, отражения и поглощения для образца № 2

Частотные зависимости спектров коэффициентов прохождения, отражения и поглощения образца № 3 представлены на рис. 4.



Рис. 4. Частотные зависимости коэффициентов прохождения, отражения и поглощения для образца № 3

Добавление МУНТ со средним диаметром 18,6 нм привело к уменьшению коэффициента прохождения во всем исследуемом диапазоне на уровень менее 0,013 отн. ед. В то же время коэффициент отражения увеличился на 28 % относительно коэффициента отражения образца № 2. Данный результат может быть обусловлен тем, что в образце № 3 содержится больше примесей металлов – остаток катализатора, и толщина трубок, в среднем, на 5 слоев больше. Также из рис. 3 и 4 видно, что у образца № 2 уровень поглощения выше, по сравнению с образцом № 3, несмотря на то, что толщина образца № 3 больше образца № 2 на 0,08 мм (табл. 1).

Таким образом, проведенное исследование показало, что добавление углеродных нанотрубок в состав магнитного композиционного материала увеличивает поглощающие характеристики на 2-3 порядка. Так же добавление углеродных нанотрубок позволило уменьшить уровень прохождения электромагнитного излучения практически до нуля. Наиболее оптимальные характеристики по поглощению, отражению и прохождению показал образец с № 2 с массовым содержанием гексагонального феррита 65 % и МУНТ 0,5 % диаметром 9,4 нм.

Исследование проводилось в центре коллективного пользования Томского государственного университета «Центр радиофизических измерений, диагностики и исследования параметров природных и искусственных материалов» (директор В.И. Сусляев). Благодарим доцента Томского государственного университета В.А. Журавлева за ценные советы и помощь в работе.

Работа выполнена в рамках Программы повышения конкурентоспособности Национального исследовательского Томского государственного университета.

### Список литературы

1. Чернов К.Н. Квантовые приборы СВЧ: метод. материалы (курс лекций) / Новосиб. гос. ун-т. Новосибирск, 2012. 98 с.

2. Gerald D. Dodd III, Sarah M. Kreidler, Anthony C. Lanctot, Deborah H. Glueck Effect of Change in Portal Venous Blood Flow Rates on the Performance of a 2.45-GHz Microwave Ablation Device. Radiology 2015. 277 (3). P. 727–732.

3. Ahmed Boutejdar Design of 5 GHz-compact reconfigurable DGS-bandpass filter using varactor-diode device and coupling matrix technique Microwave and Optical Technology Letters 2016 V. 58, Issue 2. P 304–309.

4. Implementation of High-Power- Density X-Band AlGaN/GaN High Electron Mobility Transistors in a Millimeter-Wave Monolithic Microwave Integrated Circuit Process / R.C. Fitch, D.E. Walker, A.J. Green, S.E. Tetlak, J.K. Gillespie, R.D. Gilbert, K.A. Sutherlin, W.D. Gouty, J.P. Theimer, G.D. Via, K.D. Chabak, G.H. Jessen // IEEE Electron Device Letters. 2015. V. 36. Issue: 10. P. 1004-1007.

5. Wagner D.V., Dotsenko O.A. Electromagnetic properties of Z-hexaferrities composites with magnetic texture // International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM. 2014. 6882494. P. 132–135.

# Секция «СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (АНГЛИЙСКИЙ ЯЗЫК)»

### ULTRA-WIDEBAND SIGNALS IN COMMUNICATION SYSTEMS

D. I. Anisimov<sup>1</sup>, V. G. Andyuseva<sup>2</sup> (language advisor)

<sup>1</sup>JSC "Information satellite systems" named after academician M.F. Reshetnev Zheleznogorsk, 662974, Lenina St., 52, Russia E-mail: denanis@inbox.ru <sup>2</sup>School of Philology and Language Communication SibFU 82 bld. 1 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041

The paper presents the possibility of using of ultra-wideband signals in communication systems. The problems of communication systems such as informational content, speed and the quantity of the information transfer depending on the sig-nal/noise ratio are considered.

The majority of information transfer systems work in the conditions of various affects. It negatively affects quality and reliability of transferred information. Ensuring reliability of the transmitted data is one of the main conditions of normal operation of communication systems (CS) [1].

The quantity and the transmitted data rate are the important measures for effective work of communication systems. This depends on the width of a power range. Therefore, one of the ways to improve these measures is direct expansion of signal information ranges or increasing time for information exchange.

Due to the continuous growth of information streams the problems of reliability, and also rates and the quantity of the transmitted data in CS are the relevant. This also defines fast de-velopment of the technologies using ultra-wideband signals (UWBS) [2]. UWBS communica-tion systems can be more effective in the considered problems. In this work an opportunity of UWBS applications in CS for the purpose of reliability increasing of the transmitted data is investigated.

The information signal formed in the transmitter is exposed to coding, modulation and transformation to ultra-wideband model, by imposing of pseudorandom sequences [3].

One of the possible versions of block diagrams of data transmission and information processing between land and onboard of CS segments is given in fig. 1.



Fig. 1. Block diagram of transfer and information processing.

(X - remultipliers, GPSP - generator of pseudorandom sequence, GC - generator of carrier, A - amplifier, OF - optimum filter, D - detector, DD - decisive device)

The information signal S(t) which is multiplied by pseudorandom sequence arrives to a remultiplier. At the following stage, the signal is multiplied by the generator of carrier and

transferred to a communication channel. After amplification, and being detected, signal arrives to the block where the signal is detected.

Being transformed in a communication channel (fig. 1), signal information is distorted, which can't be allowed for CS.

Communication systems with UWB technology are based on a Shannon formula [3], showing dependence of quantity and speed the transmitted data on signal/noise ratio and signal range width. This expression can be presented in the form:

$$N = \Delta f \cdot \log(1 + q) \tag{1}$$

where, signal range width, q - signal/noise ratio.

The dependence on information transfer on the signal/noise ratio, at different values  $\Delta f$  is given in Fig. 2

Analyzing graphics given on Fig. 2 it is possible to draw a conclusion that with increasing in signal/noise ratio (q) increases a possibility of bulk information transfer that shows effective use of UWBS in CS. For example, at q equal 4, quantity of transferred information is about  $6 \cdot 10^5$  bps, and at the 8, about  $9 \cdot 10^5$  bps.



Fig. 2. Dependence on information transfer quantity on signal/noise ratio.

One of the problems of UWBS using in CS is measurement complexity of their parameters, in particular short time intervals (TI). One of possible solutions is to use new method of TI assessment [4] based on application of weight processing of measured parameters.

### References

1. Radzievskii V.G., Trifonov P.A. Processing of ultra-wideband signals and noise. M .:Radio engineering., 2009. 288 p.

2. Levin B.R. Theoretically statistical bases of radio engineering. - M .: "Soviet radio ", 1969. 752 p.

3. Sklar B. Digital communication. Theoretical bases and practical application. M  $_{\rm .:}$  "Wilams" Publishing House, 2003. 1104 p.

4. Patyukov V.G., Shatrov V.A., Ryabushkin S.A. A method of digital time measurements intervals // Patent of Russia. BI number 25 of 10.09.2015.

# DESIGN, DEVELOPMENT AND STUDY OF COMPACT SOLAR SIMULATOR

R. O. Aslanyan<sup>1</sup>, V. I. Panteleev<sup>2</sup> (scientific supervisor), V. G. Andyuseva<sup>3</sup> (language advisor)

<sup>1</sup>JSC "Information satellite systems" named after academician M.F. Reshetnev 52 Lenina St., Zheleznogorsk,, Russia, 662974 E-mail: roksana\_a@list.ru <sup>2</sup>Polytechnic School SibFU 26 Kirenskogo St., Krasnoyarsk, 660074, Russia <sup>3</sup>School of Philology and Language Communication SibFU 82 bld. 1 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041

This work considers a possibility to use a compact solar simulator.

The reliability of spacecraft is supported on the stage of the ground experimental testing. Therefore, the probability of no-failure operation of spacecraft depends on the test quality. Thermal vacuum tests (TVT) are one of the main stages of the thermal control system (TCS) and the spacecraft as a whole.

The purpose of TVT is to confirm the thermal state of the spacecraft and thermal characteristics of TCS in the conditions near to operational.

The main requirement for TVT is imitation of normal operation conditions of spacecraft. TVT are carried out on special test complexes providing simulation of the external thermal factors, which influences spacecraft at orbital operation. The solar simulator is one of the basic and important elements of these complexes. The solar simulator imitates solar impact on spacecraft at orbital operation [1-2]. As the cost of spacecraft is very high, the heatphysical model of spacecraft is used at TVT. The heatphysical model (HPM) includes thermal simulators identical by heatphysical and thermooptical characteristics to normal devices. HPM place in a space simulator. Solar simulators create a stream of optical radiation. The spectral characteristics of solar imitator have to be similar to spectral characteristics of sunlight. The requirements to solar simulator are the following: spectral distribution of radiative energy (0,2-2,5) mcr.; radiation stream density (1340-1440) W/sq.m; the size of a light spot equals to the size of the spacecraft [3]. The design scheme of solar imitator is given in fig. 1.



Fig. 1. The design scheme of solar imitator (1 - light source, 2 - mixer, 3 - device for coherence light)

In JSC «ISS» the two vacuum installations are used: TBK-120 and GVU-600 with solar simulators (the sizes of a light spot - 2x2 m and 4x4 m respectively). Solar simulator of thermal vacuum chamber consists of the following subsystems: lighting system; entrance blocks; mirror collimator; power supply system; automated control system; measurement system of radiation parameters [4-5].

In this work the possibility of creation and application of the compact solar simulator is being considered. The research objective is to develop a compact solar spectrum simulator for increasing the quality of spacecraft TVT.

The advantage of such compact simulator is the opportunity to adapt to any sizes and forms of the spacecraft. The compact solar simulator can increase the sizes of a light spot and, as a result, the sizes of the working field. Therefore, they could be use for different chambers

There are two main tasks for creation of compact sources.

1. to choose the materials for construction;

2. to choose the cooling system for active elements in a thermal chamber.

The reliability of a spacecraft and its components depends on the quality of ground experimental tests, the accuracy of imitation of external thermal conditions. Development of stands of ground experimental method including the sunlight imitation is relevant task of spacecraft quality improvement.

#### References

1. Andreychuk O. B., Malakhov N. N. Thermal testing of space vehicles. Moscow, Mashinostroenie Publ., 1982. 107 p.

2. S. A. Krat, A. A. Filatov, V. V. Khristich, Spacecraft thermal vacuum testing: an experience of creation of sunlight simulator based on the high – pressure gas – discharge lamps. *Vestnik SibGAU*. Krasnoyarsk, 2010, no. 2, p. 73 (In Russ.).

3. V. V. Kozelkin., Y. N. Denisov. Simulation of space radiation. Moscow, Ed. - edition., 1966. 35 p.

4. S. Krat., V. Khristich., A. Sharov., M Shlyakhtin., A. Filatov. [Large solar radiation simulators for thermal vacuum tests on non-container spacecraft]. Fotonika Publ., 2014, vol. 2, p. 12-19 (In Russ.).

5. S. A. Krat, V. V. Khristich, A. A. Filatov. Setup for summing the light fluxes from a set of gasdischarge lamps for a solar – radiation simulator, Journal of Optical Technology, 2011, vol.78, Issue 11, p. 66 - 72 (In Russ.).

# THE PREDICTION MAP OF GEOELECTRIC SECTIONS OF AUSTRALIA

# Y. B. Bashkuev<sup>1</sup>, L. K. Angarkhaeva, D. G. Buyanova, V. R. Advokatov

<sup>1</sup>Institute of Physical Materials Science of the Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences 6 Sakhyanova St., Ulan-Ude, Russia, 670047 E-mail: buddich@mail.ru

Predictive map of geoelectric sections of the Australia, necessary for calculation of propagation of VLF-MF radiowaves, is constructed. Taking into account the layered structure of the underlying medium, this map is capable of increasing the accuracy of electromagnetic field calculations by 1,5-3 times as compared to the Morgan-Maxwell map and ITU-R Recommendation P.832-2. The methodology of the geoelectric mapping is described. The studies of electrical properties of layered media by combined radio and geophysical methods in a variety of natural and geological conditions, and the proposed method of geoelectric mapping have resulted in the construction of a new generation of maps showing the electrical properties of the underlying medium that account for the layered structure of the crust and have no analogues in the world.

The prediction of characteristics of excitation and propagation of radiowaves in low frequency radio range area is realized with the regard for electric properties of underlying medium, as a rule. Operational effectiveness of different telecommunication systems depends considerably on good knowledge of electric characteristics of underlying medium and it's time and space variations. Considering it, the background electric characteristics of large areas are of the great interest for practice because they let the researchers make the exact calculations of electric structure (fields [1-4]. Electric properties of stratified underlying medium in low frequency area of radio range are regulary changed in space and depend on a type of geo-electric structure (depression, massif, fault zone) and belonging to this or that complex of crystal and sedimentary rocks. The method of prediction of stratified medium electric properties of uninvestigated territories is based on the classification of geo-electric structures and on quantitative results of diagnostics of territories-analogues (key-areas). It permits to make an goal-directed quest for areas with predetermined electric characteristics.

The R. Morgan-E. Maxwell's conductivity map of the globe [1] doesn't often satisfy the needs of practice, because it is composed on homogeneous underlying medium model. There are considerable differences with measured results in some regions, here at electric boundaries of the map don't coincide with real electric and geological boundaries. Therefore a creation of new prediction map of geoelectric sections of world's continents has been necessary.

In 1971-2015 our laboratory worked out the basis of radiophysical diagnostics of electric state of the stratified underlying medium in the low frequency area of radio range. With the help of ground and remote (from plane's board) methods of radio-impedance sounding and profiling the general and regional regularities of space-time and frequency variation of Euroasia stratified underlying medium geoelectric characteristics have been established [3-5]. Electric characteristics of investigated regions are typical for continental crust. Surface impedance belongs to inductive area and it varies within the wide limits from minimal for salines to maximal for granitoids and glacial shields. On the basis of objective classification of geoelectric structures of the Earth's crust and the interpretation algorithms of the radioimpedance sounding data the new effective method of physical-statistics prediction of the geoelectric sections of stratified natural media basic types are developed.

The methodology of geoelectric prediction is based on the following propositions:

1. There exists a regular connection between resistivity (conductivity) and lithoiogical, hydrogeological, frozen ground parameters of mountain rocks, its composition and the peculiarities of the spatial varyability of geoelectric section (GES).

2. The resistivity of the certain type of mountain rock is a lognormal value.

3. The contours of the areas with similar electric properties coincide with the geological boundaries, the thickness of mountain rocks is sustained.

4. Prediction is carried cut on the geological maps of basic mountain rocks and quaternary deposits with consideration for available resistivity sounding and boring data.

5. GES within the limits of skin-layer for VLF range (f=10 kHz) in the general case is presented as 2- or 4-layered.

6. In the areas with relatively simple geological structure the prediction of GES with the accuracy, sufficient for practice, is necessary to carry out basing on the key-areas study (territories-analogues) with the following prognostic spreading of the characteristics on allied in geological respect territories.

By composing the prediction map of GES parameters we mean the determination of the area distribution of different types of GES, the evaluation of resistivity  $\rho_j$  and thickness  $h_j$  of separate certain layers of the section on the whole scale of the map basing on limited quantity of the initial information. The problem is to determine the GES type (for instance  $\rho_l > \rho_2$  or  $\rho_l < \rho_2$ ) of the homogeneous area and its boundaries and statistic evaluation of  $\rho_j$  and  $h_j$  parameters.

The information on GES maps is described as codes, determining resistivity  $\rho_j$  and thickness  $h_j$  of the layers on the logarithmically-equal scale. The logarithm of the discretization step of  $\rho_j$  and  $h_j$  is equal to 0,333. The median values of  $\rho_j$ ,  $h_j$  are calculated according to step number N by the following formula:

$$\rho_i = 10^{0.333(N-0.5)} \text{ Ohm.m}, \quad N = 0 \div 15;$$
  
 $h_i = 10^{0.333(N-3.5)} \text{ m}, \quad N = 1 - 15.$ 

The dielectric permeability  $\varepsilon_j$  of layers according to the experimental data is equal to  $\varepsilon_j = 10$ .

The Australia GES mapping has been carried out on a little scale because of the experimental data limits. Under creating the map published works' materials on electric and radioimpedance sounding of Australia and New Zealand territories were used [6-9]. As the geological and topographical basis we used "The geological map of the Continents", scale 1:5000000.

Explanatory note closed to the prediction map of GES of Australia on 7.6 million square kilometers area contains: tables of the 19 founded geoelectric structures and frequency dependences of surface impedance in the 10-1000 kHz range; qualitative estimation of truth of the composed map; review of utilized materials about electric properties of upper part of Earth's crust of the investigated territories.

On the Fig. 1 the fragment of the prediction map of GES of Australia is presented. On this fragment the area distribution of geoelectric sections is reflected.

According to Morgan-Maxwell's map [1] Australia has 3 gradations of conductivity. The general background of Western and Northern Australia is  $10^{-3}$  S/m, Southern and Eastern Australia –  $10^{-2}$  S/m.

The normalized surface impedance of the *n*-layered medium is presented as  $\delta^{(n)} = \delta_1 \cdot Q^{(n)}$ , which is suitable to be computer calculated [3]. Here  $\delta_1$  is homogeneous medium's surface impedance with the first layer parameters;  $Q^{(n)} = F(f, \rho_j, \varepsilon_j, h_j)$  is a correcting factor taking into account lower earth's layers. On the Fig. 2 the frequency dependences of the impedance modulus  $|\delta|$  and phase  $\varphi_{\delta}^{\circ}$  are given for more spreading types of GES of Australia.

Analysis of the modulus  $|\delta|$  and phase  $\varphi_{\delta}^{\circ}$  of impedance on GES map shows the considerable limits of its variations. So, at *f*=10 kHz the values of  $|\delta|$  are changed from 0,0026

up 0,027,  $\varphi_{\delta}^{\circ}$  - from -34° up to -51°; and at *f*=1000 kHz the values of  $|\delta|$  vary from 0,019 up 0,18,  $\varphi_{\delta}^{\circ}$  - from -26° up to -50°.

The maps of GES help us to determine an radio field attenuation function W in wide radio wave range with regard for relief and forest. The values of W for model of impedance multi-sectional radio path are calculated on the basis of the numerical solution of Hufford's integral equation [3]. The prediction mistake of field attenuation is  $\pm(15\div30)\%$ .



Fig. 1. The fragment of the prediction map of GES of Australia.



Fig. 2. The frequency dependences of  $|\delta|$  and  $\varphi_{\delta}^{\circ}$  for typical GES of Australia.

Prediction maps of GES are composed for a dry season. The conditions in upper layer of GES are changed in a year cycle, also there are the change of temperature distribution character and rock's structure, humidity, saline composition and phase state of water in rock. The mapping territories belong to the equatorial and the sub-tropic areas basically, for which an un-regular distribution of precipitations in a year is typical. The variation of electric condition of GES for these areas is conditioned mainly by mass-exchange (moisture-iontransfer). The stratified medium model with properties and structure varying according to climatic conditions [3] allows to take into account season changes of impedance of boundary surface and near-earthly radio field.

The method of physical-statistics prediction of GES of stratified natural medium basic types has been developed. It takes into account physical processes in medium of different space-time scale. The methodology of small and large-scale geo-electric mapping has been grounded and elaborated in details. The prediction maps of GES of Australia have been compiled. In order to precise maps it is necessary to test the prediction by direct measurements of surface impedance.

This study was financially supported by the state budget project "Radio wave propagation in inhomogeneous impedance channels".

### References

1. R. Morgan, and E. Maxwell, Omega Navigation System Conductivity Map. Washington: Office of Naval Research, 1965.

2. ITU-R Recommendation P.832-2: "World atlas of ground conductivities", 1999.

3. Yu. B. Bashkuev, Electrical properties of natural layered media. Novosibirsk: SB RAS publishing house, 1996.

4. Y. B. Bashkuev, V. R. Advokatov, L. K. Angarkhaeva, V. S. Dorzhiev, and M. Hayakawa, "Maps of geoelectric sections of Turkey, Iran, Afghanistan, Pakistan, Korea, and Japan," Natural Hazards and Earth System Sciences, 8, pp. 861-868, 2008.

5. Y. B. Bashkuev, V. R. Advokatov, and L. K. Angarkhaeva, "Predictive Map of Geoelectric Sections of North and South America," Universal Journal of Geoscience, 1(2), pp. 84-89, 2013.

6. D. V. Thiel, "Surface-Impedance Changes in the Vicinity of an Abrupt Lateral Boundary at the Earth's Surface," IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 28, no. 4, pp. 500-502, July 1990.

7. D. V. Thiel, "A Preliminary Assessment of Glacial Ice Profiling Using VLF Surface-Impedance Measurements," Journal of Glaciology, vol. 32, no. 112, 1986, pp. 376-382.

8. H. M. Bibby, "Electrical Resistivity Mapping in the Central Volcanic Region of New Zealand," New Zealand Journal of Geology and Geophysics, vol. 31, 1988, pp. 259-274.

9. S. C. Constabl, "Resistivity Studies over the Flinders Conductivity Anomaly, South Australia," Geophys. J. Roy. Astron. Soc., 83, no. 3, 1985, pp. 75-86.
## METHOD OF AUTOMATIC POWER CONTROL IN SYNCHRONOUS MULTIPLE-ACCESS SYSTEMS

### V. V. Erokhin<sup>1</sup>, T. Y. Portnova (language advisor)

<sup>1</sup>Irkutsk Branch of Moscow State Technical University of Civil Aviation 3 Kommunarov St., Irkutsk, Russia, 664047 E-mail: Ww erohin@mail.ru

We developed an optimal algorithm to control the transponder radiation power in the synchronous multiple-access data exchange system on the base of optimal estimation of signal delay time. The methods of statistical simulation modeling show that implementation of the proposed algorithm allows to provide the required power characteristics.

Mobile communication multiple-access systems control the signal power of the mobile station (MS) to optimize its power and performance characteristics. It was found that the difference in power levels of the received signals caused by unequal remoteness of users' terminals from a base station (BS) leads to manifestation of "near-far" effect. In particular, if one mobile station is located near the base, and the other is on the edge of the service area, the difference in the level of the received signals can reach 80 dB or more. Such a phenomenon is common to all multiple-access techniques, but it has the greatest impact on the system with CDMA technology, in which all adjacent base stations operate on the same frequency. BS received signal power depends on the mutual arrangement of the base and mobile stations, the radio propagation channel parameters and radiated power [1-3].

The effect of "near-far" is manifested in the fact that the receiver captures a relatively strong signal, thereby making it impossible to detect and receive weaker signals. The problem is the limited dynamic range of the receiver that reduces the ability to detect a weaker signal in the presence of a more powerful one. The effect of "near-far" refers to the receivers with resolution of the ADC limiting the range of detectable signals. According to the logic of the ADC in the receiver an incoming powerful signal causes reduction of the gain to prevent ADC saturation which induces a weak signal to get into the dynamic range of the ADC. This is different from the phenomenon of interference of one signal with the other, because if the ADC had sufficient resolution, it would be possible to recover both signals. Thus, the dynamic range of the system is limited to the dynamic range of the ADC receiver.

In cellular mobile communication systems, the energy problem of the "near-far" is solved by controlling the transmitter power. When the subscriber station power is closed-cycle-controlled, the feedback loop determines the value of the signal/interference ratio by means of a pilot signal. The pilot signal passes through a turbulent medium of electromagnetic waves propagation and undergoes various distortions [1].

It is proposed to solve the «Near-far» problem by using the technique of power control based on evaluation of the signal delay time in a synchronous multiple-access system.

The studies show that if the distance between transmitting and receiving antennas is increased, the radio signal power is exponentially decreased with the statistic as log-normal distribution. The received signal power  $P_r(d)$  in decibels can be represented as a functional relation of distance d [1-3]:

$$P_r(d) = P_{Tr} - 20\log_{10} K - 10\gamma \log_{10}(\frac{d}{d_0}) + n_p \tag{1}$$

where  $P_{Tr}$  is transmission power of the transponder,  $d_0$  is a distance calibration value, K is calibration power ratio at  $d_0$ ,  $\gamma$  is an attenuation coefficient,  $n_p$  is a zero mean Gaussian random variable.

The principle of messaging in a synchronous system is that every object emits its signals at specific time points known in advance to all objects. This arrangement allows any object to measure propagation delay and herewith the delay time of a message sent by another object is recorded with high precision, defined largely by the structure of the signal. The resulting delay value differs from the true one by the mismatch of time scales of the transmitting and receiving objects. The distance corresponding to the measured delay is called pseudo-range for systems based on distance measurements with the use of a single time scale. Pseudo-range measured between the objects is determined by the signal propagation time

$$d = c\tau \tag{2}$$

This equation is used to calculate distance based on the time it takes a signal to go from the transmitter to the receiver when d is the distance between the transmitter and the receiver, c is the speed of light (approximately  $3*10^8$  m/s), and  $\tau$  is the time difference.

Thus, the distance between the PL transmitter and a consumer's receiver is the main initial information to implement the power control method. The distance can be determined by measuring signal delay time in synchronous system data exchange channels.

The proposed algorithm allows for automatic adjustment of PL transmitter power. This is done by introducing the periodic automatic gain control:

$$u(d) \sim 20 \lg(d / d_{\min}),$$

where  $d_{\min}$  is the initial distance (m) of operating the periodic automatic gain control which is calculated according to the maximum distance and dynamic range of the receiving-transmitting path

$$d_{\min} = d_{\max} / D$$
,

where  $d_{\text{max}}$  is the maximum distance (m); D is the dynamic range.

The recurrence dynamic equation of power control can be written in the form

$$P_{np\partial}(u) = P_{np\partial} + \alpha \cdot u^{*},$$

where  $\alpha$  is the slope of control characteristics.

The structure of the optimal system [4-6] with accumulating the state information where the state vector is assessed by measurements to be used in the control is shown in Fig. 1.



Fig 1. Power control system architecture

Simulation supposed that the transponders of all system objects were tuned to the same frequency, i.e. were linked by the same digital radio channel. Changes of the distance between the objects were simulated as well. The values of the parameters were derived by cellular system measurements [1]. The results are shown in Fig. 2, 3.



Fig. 2. The dynamics of the control signal



Fig. 3. Variation of power received as a functional relation to distance:

1 - conventional transponder,

2 - transponder with optimal power control

Optimal power control of the transponder in a synchronous multiple-access system enables to eliminate the "near-far" problem. The proposed method allows to measure the signal delay time with high accuracy and to generate a control action for changing the transmission power. Optimal power control reduces the dynamic range of the received signal level.

#### References

1. J. D. Parsons, The Mobile Radio Propagation Channel, 2nd ed. West Sussex: John Wiley & Sons,2000.

2. A. Goldsmith, Wireless Communications. New York: Cambridge University Press, 2005.

3. K. Gatsis, A. Ribeiro, and G. J. Pappas. Optimal power management in wireless control systems. American Control Conference (ACC) Washington, DC, USA, June 17-19, pp. 1565-1572, 2013.

4. P. Sage and C. C. White, III, Optimum Systems Control- Eaglewood Cliffs, NJ: RenticeHall, 1977, 2nd ed., 413 pp.

5. Kwakernaak H., Sivan R., Linear optimal control systems, Wiley, New York, 1972.

6. Kalman filtering theory. Front Cover. A. V. Balakrishnan. Optimization Software, Incorporated, Publications Division, Jan 1, 1984 - Control theory - 222 p.

# THE CONTROL SYSTEM OF TV AND RADIO BROADCASTING IN THE REGIONAL BROADCASTING CENTER

T. R. Khafizov<sup>1</sup>, S. V. Polikarpova<sup>2</sup> (language advisor)

<sup>1</sup>School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU 28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074 E-mail: timurhafizov1992@yahoo.com
<sup>2</sup>School of Philology and Language Communication SibFU 82 bld. 1 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041

The control system of television and radio broadcasting is proposed for implementation in Krasnoyarsk regional broadcasting center. This system combines the control devices of broadcasting equipment, spectral analysis and digital transport streams, multiscreen display of TV and radio signals and information about disorders and alarm events.

According to the Federal Target Program «Development of broadcasting in the Russian Federation in 2009-2015» [1] the regional branch of Russian Television and Radio broadcasting Network «Krasnoyarsk Broadcasting center» has completed the construction of the station which provides the transmission of digital signals of first and second multiplex with analogue TV and radio programs.

To ensure fault free and high-quality broadcasting of TV and radio programs of the «Krasnoyarsk regional broadcasting center» a control system that meets the requirements of modern broadcasting standards is required. This system must perform the following tasks:

1. Provide the control of digital terrestrial broadcasting in the DVB-T2 format: an analysis of T2-MI transport streams, control of program broadcasting in all channels of the PLP physical layer, analysis of 1, 2, 3 priority errors in accordance with the ETSI TR 101 290 [2];

2. Provide the control of analog programs broadcasting, control the passage of TV and radio signals through commutation subsystems hardware: backup systems, distribution, insertion of advertising blocks and local media content in accordance with the Technical operation Rules;

3. Analyze the technical parameters of the digital and analog broadcasting networks equipment;

4. Provide the registry of short-term disorders in broadcasting such as «black screen», «freezing» and «blockiness» of the image, «fading» or «hiccupping» of audio;

5. Provide automatic record of TV and radio programs broadcasting disorders, automatic collection and comparison of disorders with deviations of parameters and equipment failures;

6. Operate as part of a unified distributed network of local control systems located at remote broadcasting locations with the possibility of centralized collection, storage and analysis of broadcasting errors and operation of technological equipment.

The use of the existing analog network control systems and modern monitoring devices which are constructed on the basis of DVB-T2 television sets or individual measurement devices are not suitable for optimal broadcasting control. These solutions do not provide the required multi-format ability and integrity of information about broadcasting disorders.

The control system of TV and radio broadcasting in the Krasnoyarsk Regional Broadcasting

Center

Krasnoyarsk regional TV and radio broadcasting center has completed the implementation of control system for analog TV and radio programs broadcasting in the period from 2010 to 2013. Each of these local systems consists of multiscreen monitoring server (produced by «Stream Labs» company), switching equipment complex, large-

formatted LCD panels and PC workstation, which is operated by duty personnel. Local systems are working in a network of regional SQL-server located in the administrative building of the broadcasting center.

The control system of TV and radio broadcasting provides the following technological processes:

1. Modification of TV and radio programs, insertion of advertising media content, insertion of civilian safety signals;

- 2. Reservation of signal sources, amplification and signal distribution;
- 3. Broadcasting of terrestrial and satellite DVB-S signals;
- 4. Reception of DVB-S / DVB-S2 signals, descrambling and decoding of DVB-TS digital transport streams;
  - 5. Transmission of SDI signals through fiber optic digital distribution network.

Each of the local control systems of analog TV and radio programs includes:

1. Multiscreen processor «Stream MultiScreen» [3] with CVBS, DVB-ASI, SDI input cards;

2. Analog receivers (Beholder and Leadtek);

- 3. Format converters of audio signals;
- 4. Video and audio signal distribution devices;
- 5. PC desktops of duty personnel;
- 6. Software «MultiScreen v4».

Due to establishment of digital terrestrial broadcasting in the DVB-T2 format, the network has been enabled a new subsystem for receiving and processing DVB-T2 signals which is adapted for use in an existing control system.

This local system is a set of the following equipment:

1. Multiscreen processor «Stream MultiScreen» capable of inputting MPEGoIP transport streams on 1GbE lines;

2. WISI Chameleon headend system [4] with universal GNHWUW2 programmable modules;

- 3. Managed Switch LAN L2 + MPEGoIP and control channels;
- 4. The control and management workstation of universal programmable modules;
- 5. Software «MultiScreen v5»

Stream MultiScreen processor performs the following monitoring tasks:

1. Playback of images, indicators, triggers with information about the monitored TV and radio signals on wide LCD panels. The windows display transport stream services: video, audio levels and other service information.

2. Detection of a various disorders of TV and radio broadcasting:

• loss of video and audio signals: «Video Loss»/»Audio Loss»;

• state of video and audio levels:»Audio signal level: Silence», «Audio signal level: Overload»;

- a long static picture: «Frozen video»;
- «Black frame»;

• the absence of a synchronization signal in the digital transport stream DVB-ASI: «Sync Loss»;

- failure of the order of packages: «TR-290 continuity counter error»;
- no sync byte: «TR-290 sync byte error»;

• error of the PCR-indicators periodicity: «TR-290 PCR discontinuity indicator error»;

• prolonged absence of specific packages in the DVB-ASI transport stream: «TR-290 transport error».

During broadcasting the system allocates corresponding video window or sound indicator with flashing frame and displays the name of an error on it. At the same time SQL-server logs the following related information: date, time, duration, type of an error and a server name.

3. Collection and transmission of information about broadcasting errors to regional SQL-server. This SQL-server systematizes information about errors and in processed form transmits to duty personnel desktops.

4. Remote configuration of the monitoring program, activation of triggers for error detection, mode selection and organizing timetable of monitoring.

MultiScreen monitoring server has the following typical structure (Figure 1.):

- server platform;
- MPEGoIP input signals board;
- network adapter,

• video card with HDMI outputs capable of forming a Full HD image with a resolution of 1920x1080 on 6 LCD panels.



Fig. 1. The control system of TV and radio broadcasting in the Krasnoyarsk Regional Broadcasting Center

Universal programmable module GNHWUW2 has a dual-channel Input/Output platform for DVB-S / S2 / C / T / T2 signals. The module has the following features:

1. Signal Processing: descrambling, remultiplexing, MPEG-2/4 (H 264) decoding, PSI / SI editing;

- 2. IP streaming with adaptation to IPTV networks;
- 3. Installation in modular chassis;
- 4. Updating of a functionality and downloading a new software;

5. Local and remote configuration, control and monitoring by WEB, SNMPv2 and Telnet protocols.

As a part of the local broadcasting control system each GNHWUW2 module can receive and decode two PLP of T2-MI streams. The output of specified multiplex services (TV or radio programs) can be obtained in the IPTV format on 1GbE lines with the help of a programmable IP streamer. Generated MPEGoIP transport streams pass through controlled switch and the MultiScreen processor. A processor provides decoding of the transport stream, its analysis, image and audio indicator display on the 6 LCD panels. The first multiplex is formed in 3 physical layers, the second multiplex - in one PLP. Thus, the composition of a modular system WISI Chameleon consists of two GNHWUW2 modules activated with two RF DVB-T2 inputs and IP streaming/multiplexing features for each module.

The operation of the following scheme allows solving the problem of effective broadcasting programs control of 1 and 2 multiplex signals in DVB-T2 format. Similarly, the input single-program transport streams MPEGoIP are formed in the intermediate tracts at the stages of re-multiplexing splicing, etc.

MultiScreen server is integrated with the corporate network of Krasnoyarsk regional broadcasting center which is built on the basis of VPN-technology. Collection and systematization of the broadcast errors information in the system is carried out by the existing database Stream MultiScreen v4. Database Stream MultiScreen v4 provides:

- 1. Collection of broadcasting disorder information from all MultiScreen servers;
- 2. Systematization and compact storage of data;
- 3. The formation of reports on faults;
- 4. The remote control of display mode on the remote MultiScreen servers;

5. Remote access to reports about disorders rams from duty personnel desktops.

The control system of TV and radio broadcasting is constantly improved by Krasnoyarsk Broadcasting center technical experts. An additional local broadcasting control systems of distant objects with digital terrestrial television is planned to be implemented for further capability expansion:

1. The automatic response of technological equipment to the disorder signals: signal reservation, switching the bypass mode of faulty devices, etc;

2. Providing effective state control of technological equipment, monitoring and recording of equipment parameters;

3. The integration of data collection to regional SQL-server control systems with neighboring TV and radio broadcasting centers.

#### References

1. Federal Target Program «Development of broadcasting in the Russian Federation in 2009 2015»: Russian Federation government resolution №985 3.12.2009 // «Consultant plus» reference system: [Electronic resource] / «Consultant plus» company»

2. TR101290 Technical Report «Digital Video Broadcasting (DVB); Measurement guidelines for DVB systems» // ETSI, 2001.

3. Multichannel AV monitoring system: Stream MultiScreen // Stream Labs – computer system of broadcast automatization, TV-broadcasting formation: [web-site]. URL: http://streamlabs.ru/products/AV monitoring/multiscreen/index.php

4. Chameleon universal programmable module // Chameleon – headends: [web-site]. URL: http://www.wisi.su/catalogue/23/160/499.

# DEVELOPMENT OF THE BANDPASS FILTER

A. Y. Lapin<sup>1</sup>, V. G. Andyuseva<sup>2</sup> (language advisor)

<sup>1</sup>School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU 28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074 E-mail: larcqs@mail.ru
<sup>2</sup>School of Philology and Language Communication SibFU 82 bld. 1 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041

We design a evanescent waveguide bandpass filter which is an effective solution of waveguide miniaturization.

For many years, it was widely believed among radio engineers that high frequency (UHF) waveguide devices can be created only on the basis of waveguides, which allow to propagate only one type of oscillation. At the same time it was thought that damped oscillations may be used only in a very limited number of practical applications.

Advances in radar, radio measuring, control and test equipment require operating frequency range expansion of the electronic equipment element base. And it is accompanied by the frequency range increase.

A significant improvement of technical and economic parameters for control and measuring system (CMS) transceiver paths, the creation of broadband and ultra-wideband microwave coaxial models range devices are relevant scientific and technical problems, which are of important practical significance. Therefore, we need to conduct a complex work aimed at research, development and organization of microwave device production for various applications.

CMS should carry out reception of radio commands, command and program information to the ground stations (GS), GS transmission of telemetry data received from the system telemetry products, to carry out the retransmission signal measurement of current navigation parameters of the spacecraft (SC), share information with the spacecraft.



Fig. 1. The image of a 3D model of the filter in CST MicroWave STUDIO 2013

The trend towards miniaturization of equipment in the last decade has led to a revision of the views on the possibility of practical implementation evanescent waveguide bandpass filter on the basis of evanescent waveguide. Their creation and improvement require the development of highly efficient methods for the synthesis of commercially suitable designs of devices and technologies.

Considered structure - evanescent waveguide - is an element that has a purely reactive nature of the wave and the input impedance. [2]

By increasing the volume and complexity AFD system of the spacecraft performed problems are very acute question of mass. And the development to evanescent waveguide of filters filters could help in the solution of the problem

It is necessary to calculate the model of the low mass bandpass filter. The filter must meet the requirements of the CMS AFD.



Simulation of a bandpass filter in evanescent waveguide is performed using software simulation  $\mu$ Wave Wizard 7.0 and CST MicroWave STUDIO 2013 (see. Figure 1, 2). The classic version of the bandpass filter provides band attenuation F0 + 3 GHz, and to clean the band have to install up to 2 low-pass filter in series in the path.

The simulated BF based on evanescent waveguide because of its properties-of-band attenuation is achieved of the order of F0 + 6 GHz frequency data. There is no need to install a low-pass filter.

Comparative analysis of mass filter assemblies used in paths AFD CMS and developed in this project is shown in Table 1.

Previously designed equipment	New equipment	Downsizing
2 LPF - 0,42 kg.	BF – 0,2 кг.	At 0.9 kg.
BF – 0,68 kg.		or 5.5 times

Table 1 - Comparative analysis of the mass filter

The total weight reduction when replacing old equipment (2 LPF, BF) on the newly developed BF is 0.9 kg or 5.5 times.

Therefore, the transition to the over-limit mode is an effective mean of solving the problem of waveguide technology for creating a microwave paths that demand greater miniaturization and weight reduction without loss of AFD in electrical characteristics.

#### References

1. Feldstein AL Reference elements waveguide technology. - "Soviet radio" Moscow, 1967. 651 p.

2. Matej DL, Young, L., Jones EM Filters microwave matching circuit and the circuit connection I, II that - publishing, "Communication", Moscow, 1972. 484 p.

3. Design of waveguide bandpass filters with damped oscillations to obtain the desired characteristics of the insertion loss. - G. Graven, C. Mok. 1972.

## QUALITY OF SERVICE ENSURING USING DYNAMIC TENSOR MODEL WITH SUPPORT OF DIFFERENT FLOW CLASSES IN TELECOMMUNICATION NETWORKS

O. V. Lemeshko<sup>1</sup>, O. S. Yeremenko<sup>2</sup>

 <sup>1</sup>Kharkiv National University of Radio Electronics 14 Nauky Ave., Kharkiv, Ukraine, 61166 E-mail: oleksandr.lemeshko@nure.ua
 <sup>2</sup>Kharkiv National University of Radio Electronics 14 Nauky Ave., Kharkiv, Ukraine, 61166 E-mail: oleksandra.yeremenko.ua@ieee.org

Dynamic tensor model with support of different flow classes in telecommunication networks for ensuring QoS proposed. QoS multipath routing model represented. Tensor model based on geometrization and tensor generalization of differential equations of network state, which adequately describe network links utilization and average packet delays. Results of research the proposed dynamic tensor model have shown that using this model allows more accurately calculate the value of average packet delay, especially in the case of high utilization of network interfaces, that can be useful in network resource allocation to flows of different classes.

A distinctive feature of modern telecommunication networks (TCN) is a high dynamics of information exchange processes. Network state (interface utilization, packet delay) changes in real time within dozens – hundreds of milliseconds. Therefore, prospective protocols and traffic management mechanisms should be based solely on dynamic models of network state. This primarily concerned to models that describe the processes of routing and queue management on network interfaces. In this regard, the proposed dynamic tensor TCN model that describes multipath routing process providing quality of service simultaneously over multiple quality of service (QoS) parameters.

Within the multipath routing model structure of TCN described by one-dimensional network S = (U,V), where  $U = \{u_i, i = \overline{1,m}\}$  is a set of network nodes (routers), and  $V = \{v_z = (i, j); z = \overline{1,n}; i, j = \overline{1,m}; i \neq j\}$  is a set of edges. Here the edge  $v_z = (i, j) \in V$  models z-th link connecting i-th and j-th routers. Assume that capacity  $\varphi_{(i,j)}$  is known for every link (i, j) and measured in packets per second (1/s).

The result of routing problem solving is calculation of the set of routing variables  $x_{(i,j)}^{k_p}$ , each of which characterizes the fraction of intensity of the *k*-th flow of *p*-th class ( $p = \overline{1,P}$ ,  $k_p \in K_p$ ,  $K_p \in K$ , where *K* is the set of flows in network, and  $K_p$  is the set of flows of *p*th class) from *i*-th node to *j*-th node through the appropriate *j*-th interface.

For the purpose of TCN nodes overload prevention it is necessary to meet the condition of flow conservation on the source, transit and destination nodes, respectively, which can be written in the form [1]:

$$\begin{cases} \sum_{j:(i,j)\in V} x_{(i,j)}^{k_p} = 1, \ k_p \in K_p, \ i = s_{k_p}; \\ \sum_{j:(i,j)\in V} x_{(i,j)}^{k_p} - \sum_{j:(j,i)\in V} x_{(j,i)}^{k_p} = 0, \ k_p \in K_p, \ i \neq s_{k_p}, d_{k_p}; \\ \sum_{j:(j,i)\in V} x_{(j,i)}^{k_p} = -1, \ k_p \in K_p, \ i = d_{k_p}, \end{cases}$$
(1)

where  $s_{k_p}$  and  $d_{k_p}$  are source and destination nodes of the k -th flow of p -th class.

For implementation of multipath routing strategy with load balancing the control (routing) variables must satisfy the following condition

$$0 \le x_{(i,j)}^{k_p} \le 1.$$
 (2)

The precondition for controllability of routing is capacity constraint, i.e. the condition  $\rho < 1$  (where  $\rho = \lambda/\phi$  is link utilization):

$$\sum_{k_p \in K_p} \lambda_{req}^{k_p} x_{(i,j)}^{k_p} \le y_{(i,j)}^p \varphi_{(i,j)}, \quad (i,j) \in E,$$
(3)

where  $\lambda_{req}^{k_p}$  is average intensity of the *k*-th flow of *p*-th class, incoming to the network;  $y_{(i,j)}^p$  is control variable, characterizing fraction of capacity  $\varphi_{(i,j)}$ , allocated to flows of *p*-th class ( $0 \le y_{(i,j)}^p \le 1$ ). This value is the required packet rate and one of the QoS metrics.

In solving the routing problem should be minimized the following objective function:

$$J = \sum_{(i,j)\in E} \sum_{p\in Pk} \sum_{p\in K_p} h_{(i,j)}^{x_p} \cdot x_{(i,j)}^{x_p} + \sum_{(i,j)\in E} \sum_{p\in P} h_{(i,j)}^{y_p} \cdot y_{(i,j)}^{p},$$
(4)

where  $h_{(i,j)}^{x_p}$  is routing metric of the link between *i*-th and *j*-th TCN nodes;  $h_{(i,j)}^{y_p}$  is the metric of throughput allocation to flows of different classes.

For obtaining a tensor model of the TCN let us introduce anisotropic space structure constructed by the set of circuits and node pairs (Fig. 1). The dimension of this space is determined by the total number of links in the network. Within the scope of tensor generalization as a dynamic model of changes the state of TCN router interface was chosen the mathematical model, based on the use of nonlinear differential equation system of the network state obtained by the Pointwise Stationary Fluid Flow Approximation (PSFFA) [2, 3]. According to this approximation the average packet delay on the network router interface changing as follows:

$$\frac{d\tau_{(i,j)}^{p}(t)}{dt} = 1 - \varphi_{(i,j)}^{p} \left( \frac{\tau_{(i,j)}^{p}(t)}{\lambda_{(i,j)}^{p} \tau_{(i,j)}^{p}(t) + 1} \right),$$
(5)

where  $\varphi_{(i,j)}^p = y_{(i,j)}^p \varphi_{(i,j)}$  is the links (i,j) throughput, allocated to flows of p-th class;  $\lambda_{(i,j)}^p = \sum_{k_p \in K_p} \lambda_{req}^{k_p} \cdot x_{(i,j)}^{x_p}$  is the total intensity flows of p-th class in (i,j) link.



Fig. 1. Tensor model of Telecommunication Network: a) set of circuits; b) set of node pairs

As a result of geometrization the TCN structure, based on tensor generalization of expression (5), the metric tensor has become a function of time and for each link has the next form:

$$g_{\nu}^{ij}(t) = \lambda_{\nu}^{i}(\varphi - \lambda) \cdot [(\varphi \cdot W(0, -(\lambda \cdot \exp(-(\lambda + (t - (\lambda + \varphi \cdot \ln(\exp(-(\lambda \cdot (\tau_{0}\lambda - \tau_{0}\varphi + 1))/\varphi) \cdot (\varphi - \lambda)^{2}) \cdot (\varphi - \lambda)^{2})/\varphi))/\varphi))/\lambda + 1]^{-1},$$
(6)

where  $W(\cdot)$  is Lambert W function;  $exp(\cdot)$  is exponential function;  $\tau_0$  is the average delay at the interface at initial time.

Then under the tensor model for solving problem of providing QoS in TCN for specified quantitative requirements for average packet delay and packet rate analytical conditions of QoS ensuring are following:

$$\lambda^{req} \le \left( G_{\pi\eta}^{\langle 4,1\rangle}(t) - G_{\pi\eta}^{\langle 4,2\rangle}(t) \left[ G_{\pi\eta}^{\langle 4,4\rangle}(t) \right]^{-1} G_{\pi\eta}^{\langle 4,3\rangle}(t) \right] \tau_{req} , \qquad (7)$$

where form and content of matrices  $G_{\pi\eta}^{\langle ... \rangle}(t)$  depend on the network structure, link capacities and packet service disciplines [4, 5].

Results of research the proposed dynamic tensor model have shown that using this model allows more accurately calculate the value of average packet delay, especially in the case of high utilization of network interfaces. For example, if the interface utilization is from the range of  $\rho = 0.63...0.82$ , the error varied from 15% to 40%, which in practice reveals usually in not effective allocation of network (link and buffer) resource to flows of different classes.

#### References

1. Lemeshko A.V., Evseeva O.Yu., Garkusha S.V. Research on Tensor Model of Multipath Routing in Telecommunication Network with Support of Service Quality by Greate Number of Indices // Telecommunications and RadioEngineering, 2014, Vol.73, No 15. P. 1339-1360.

2. Wei-Ping Wang, David Tipper, Sujata Banerjee. A Simple Approximation for modeling Nonstationary Queues // Proceedings of the Fifteenth Annual Joint Conference of the IEEE Computer Societies (INFOCOM '96). 1996. V.1. P. 255–262.

3. Yeremenko O.S. Investigation of Queue Utilization on Network Routers by the Use of Dynamic Models / O.S. Yeremenko, T.M. Lebedenko, T.V. Vavenko, M.V. Semenyaka // Second International IEEE Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T-2015). Proceedings. Kharkiv: Kharkiv National University of Radio Electronics. Ukraine, Kharkiv, October 13–15, 2015. PP. 46-49.

4. Olexandr V. Lemeshko, Sergey V. Garkusha, Oleksandra S. Yeremenko, Ahmad M. Hailan Policybased QoS Management Model for Multiservice Networks / O.V. Lemeshko, S.V. Garkusha, O.S. Yeremenko, A.M. Hailan // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. Omsk: Omsk State Technical University. Russia, Omsk, May 21–23, 2015. PP. 1–4.

5. Lemeshko O., Yeremenko O. Dynamic presentation of tensor model for multipath QoS-routing // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science. Proceedings of the international Conference TCSET'2016. – Lviv-Slavsko, Ukraine, February 23 - 26, 2016: Publishing House of Lviv Polytechnic, 2016. PP. 601-604.

## MODERNIZATION OF THE ATMOSPHERIC VERTICAL PROFILING RADAR BY USING HIGH PERFORMANCE PCI BOARD BASED ON XILINX VIRTEX-6 FPGA

Y. I. Senchenko<sup>1</sup>, V. B. Kashkin<sup>1</sup> (scientific supervisor), S. V. Polikarpova<sup>2</sup> (language advisor)

 <sup>1</sup>School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU 28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074 E-mail: Yanasenchenko@mail.ru
 <sup>2</sup>School of Philology and Language Communication SibFU 82 bld. 1 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041

The article deals with the VHF radar system of atmospheric vertical profiling. It proposes the radar upgrades by using high-performance Pentek PCIe board of Cobalt family with embedded Xilinx Virtex 6 FPGA. The main features of selected PCIe board have been considered. The article also describes the structure of updated MST radar and discusses further prospects of atmospheric vertical profiling system development.

Radio engineering methods have been used to study the Earth's atmosphere for nearly a century. Measurement of real-time atmospheric parameters is provided by means of remote sensing instruments. The following parameters can be obtained by using vertical profiling radar. These are temperature, humidity, pressure as well as wind speed and direction. Turbulence, wind blast and shear information are considered to be important for a large number of consumers from Air Met service to anyone who is planning to leave the house and needs to be informed of the weather.

Aviation accident rate is not reported to be decreasing since pilots lose control of aircraft due to under-the-weather conditions such as wind shear, vortexes, turbulent and jet stream. The root cause is likely to be incorrect assessment of wind field, obtained by radiosonde which is launched only a few times a day. As pattern of the wind field can change significantly in a few minutes, the real-time measurement of wind speed and direction at different altitudes is an urgent problem in the field of meteorology and aviation. This problem should be solved in order to ensure accident-free operation of aircraft and airports.

There are many remote sensing instruments operating in the boundary layer of the atmosphere to an altitude of 1 km, while devices operating at stratospheric and mesospheric heights are also of great importance. In 2007 Krasnoyarsk Scientific Center of the Russian Academy of Sciences began to develop very high frequency (VHF) radar operating in the range from 0.3 to 25 km and from 50 to 100 km. Vertical profiling radar providing measurements of atmospheric parameters at high altitude is being developed in the Russian Federation for the first time. Mesosphere-Stratosphere-Troposphere (MST) radar is designed to study wind and temperature fields, turbulence, processes of generation and propagation of acoustic gravity waves. By 2009 fragment of MST radar had been created, the results of its studies are presented in more detail in [1].

The purpose of this study is to modernize hardware and software of atmospheric vertical profiling radar. This will increase its competitiveness in the global market. The original rationale for modernization is outdated equipment which is no longer produced for scheduled removal. The second reason is the complexity of equipment interaction with modern software used to signal processing and data mining. The third reason relates to the low mobility associated with high weight and dimension parameters as well as high cost of the system elements.

VHF radar can be improved significantly owing to the high-tech development of element base and rapid increase in computational capability of future technology. Both decreasing lower boundary of the measurement parameters and increasing upper boundary of

radar coverage range will be achieved after the radar upgrading. It also leads to an increase in the range resolution and range rate resolution.

Application of Field Programmable Gate Array (FPGA) is one of the most promising directions in carrying out modernization. The main element of updated MST radar receiver is selected Cobalt family Pentek company FPGA of model 78661 [2].

This model is a member of the Cobalt family of high - performance peripheral component interconnects (PCIe) boards based on the Xilinx Virtex-6 FPGA. PCIe board can be installed in any computer motherboard. A multichannel, high-speed data converter with programmable digital downconverters is suitable for connection to HF or IF ports of a communication device or radar system. Its built-in data capture feature offers an ideal turnkey solution. It includes four analog-to-digital converters and four banks of memory. Analog-to-digital converters sampling frequency is 200 MHz. In addition to supporting PCI Express Gen. 2 as a native interface, the Model 78661 includes an optional general-purpose connector for application-specific I/O.

Model 78661 includes additional general-purpose connector for a particular I/O application in addition to the PCI Express support. Virtex-6 is the ideal solution for performing modulation/demodulation functions, coding/decoding, encryption/decryption and channel data forming transmission and reception of signals. Model Cobalt Pentek comes with tool presetting. It has a set of built-in functions for digital down conversion, data capture, synchronization, time mark and formatting.

The purpose of this study on modernization of the MST vertical profiling radar receiver has been achieved by using the latest development tools from Xilinx. Antenna array consisting of four three-element Yagi antennas with circular and linear polarization, antenna tuning unit, signal generating device, transmitting module, receiving module as well as hardware and software radar control system, storage system and processing of measurement results have been included in updated MST radar. It should be noted that the radar operates with various structures of signals: periodic pulse train with Gaussian or rectangular signal envelope, periodic sequence of pulse burst with phase-shift keying within the pack Barker or Golay code.

PCI Express board, which operates in the personal computer, allows to efficiently convert input radio-frequency signal into digital form. Subsequently, the radar return are processed by using different signal processing algorithms, such as low-pass filtering, down sampled, coherent accumulation of signal, matched filtering, Fourier transform and so on. MST radar modernization requires further detailed study of all its aspects.

Unfortunately, in Russia there are no full-scale VHF radar systems yet, though all conditions for the production of VHF MST radars have been provided, both in terms of companies that have already released a similar technique for defensive purposes and in terms of professionals, who deeply understand the meteorological specifics and have a great experience in radar meteorological measurement. However, at the moment the manufacture of MST radar is not established, although there is a need from both the meteorological centers and the multitude of other consumers.

#### References

1. Karmishin A.M., Moraychkov R.V. A study of the cluster MST-radar. Materials of the National the scientific conference of students-physicists and young scientists № 18, Krasnoyarsk, 2012.

2. Datasheet, Pentek Model 78661, 4-Channel 200 MHz A/D with DDCs and Virtex-6 FPGA - x8 PCIe, URL: http://www.pentek.com/deliver/deliver.cfm?DI=3&FN=78661\_Apr\_15%2Epdf

### **BROADBAND TECHNIQUES FOR REFLECTARRAY ANTENNAS**

R. S. Zubarev

JSC "Information satellite systems" named after academician M.F. Reshetnev 52 Lenina St., Zheleznogorsk,, Russia, 662974 E-mail: Rvden@mail.ru

The article reflects techniques of improving the bandwith for reflectarray antennas. Two methods of modification reflectarray were considered and compared a broadband behavior each of them with a traditional reflectarray.

For most radar and long distance communications, the need for high-gain antennas is unavoidable. Traditionally, high-gain applications have relied upon parabolic reflectors or arrays. However, the parabolic reflector in many cases, due to its specifically curved surface, is difficult to manufacture, in particularly at higher microwave frequencies. It also lacks the ability to achieve wide-angle electronic beam scanning. On the other hand, the high-gain array antenna, when equipped with controllable phase shifters, can achieve wide-angle beam scanning electronically, but generally becomes very expensive due to its complicated beamformer and many high-cost amplifier modules. The amplifier modules must be used to alleviate the problem associated with the power inefficiency that occurs in the high-loss beamformer and phase shifters. As a result, a third type of antenna, namely the "reflectarray", has evolved to mitigate the disadvantages associated with either the parabolic reflector or the conventional array.

The reflectarray is an antenna consisting of either a flat or a slightly curved reflecting surface and an illuminating feed antenna as shown in Figure 1. On the reflecting surface, there are many radiating elements (e.g., open – ended waveguides, printed microstrip patches, dipoles, or rings) without any power division transmission lines. The feed antenna spatially illuminates these reflectarray elements that are predesigned to reradiate and scatter the incident field with electrical phases that are required to form a planar phase front in the far-field distance.



Fig. 1. Microstrip reflectarray with identical patches but different-length phase delay lines

The main limitation to reflectarray performance is the narrow bandwidth, generally lower than 5 percent and even less for large reflectarrays. Bandwidth limitation is an inherent characteristic of reflectarrays and much effort has been made in recent years to improve the bandwidth. Reflectarray bandwidth is mainly limited by two different factors. The first one is the narrow band of the radiating elements, and the second one is the differential spatial phase delay resulting from the different lengths from the feed to each point on the wave front of the radiated beam [1].

Two types of reflectarray elements were considered that have demonstrated their ability to achieve smooth phase curves, and thus improve the element bandwidth. The first is a phase-shifter element based on patches with aperture-coupled stubs [2], which can be designed to provide a linear variation of phase-shift versus the stub length within a given frequency band. The second reflectarray element consists of two-stacked varying-sized patches and allows smooth phase curves in a range larger than 360° [3]. Both reflectarray elements provide a bandwidth larger than 10 percent.

Aperture-coupled patches with stubs of different lengths have been used for single or dual linear polarization reflectarrays. In this configuration, each stub is made up of an openended length of microstrip line on the opposite side of the ground plane, which is electromagnetically coupled to the radiating patch by an aperture in the ground plane as show in in Figure 2. For a broadband behavior of the reflectarray element, the phase curves versus stub length should be smooth and almost parallel at different frequencies. In the aperture-coupled element there are more geometrical parameters that can be adjusted as additional degrees of freedom to improve the linearity of the phase curves, as the length of the aperture or the dimensions of the patch. For a 20 percent bandwidth the phase curves are still smooth and close to the ideal phase-shifter element as shown in Figure 2.



Fig. 2. Aperture-coupled reflectarray element. (a) Expanded view, (b) phase delay versus line length

The objective of achieving a smooth phase variation within a range larger than 360° can be obtained by stacking two or more arrays, as explained in the following. An array of metallic patches behaves as a resonant circuit, in which the phase of the reflected wave varies when the frequency or the resonant length changes.

To improve the bandwidth of the two-layer configuration shown in Figure 3(a), the thickness of separators t1 and t2 and the relative size of the patches in each layer are adjusted in order to achieve a sufficiently linear phase variation as a function of the patch dimensions for different incidence angles, for different frequencies, and in a range greater than 360°. Figure 3(b) shows the phase curves at normal incidence for a two-layer element.



Fig. 3. Two-layer reflectarray element with varying sized patches. (a) Periodic cell, (b) phase-shift versus patch side

The results show that the two-layer configuration provides a larger bandwidth than the other single-layer reflectarray concepts. For an identical electrical size, the two-layer reflectarray will provide a larger gain and efficiency, since the difference between measured gain and maximum directivity (given by the electrical surface) is smaller than in the other references.

### References

1. J. Huang, J.A. Encinar, Reflectarray Antennas, A John Wiley & Sons, Inc., New Jersey, 2008.

2. A.W. Robinson, M.E. Białkowski and H.J. Song, "An X-band passive reflectarray using dual-feed aperture-coupled patch antennas," Asia Pacific Microwave Conf., Dec. 1999.

3. J.A. Encinar, "Printed circuit technology multi-layer planar reflector and method for the design thereof," European Patent EP 1120856, June 1999.

# **OVERVIEW TOPOLOGIES FOR NOC (NETWORK ON CHIP)**

V. V. Kurbakov<sup>1</sup>, V. G. Andyuseva<sup>2</sup> (language advisor)

 <sup>1</sup>School of Space and Information Technologies SibSFU 26 Kirensky st. Krasoyastk, Russia, 660074 E-mail: mc\_cube@list.ru
 <sup>2</sup>School of Philology and Language Communication SibFU 82 bld. 1 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041

Future integrated systems will contain billion of transistors, composing of tens to hundreds of IP cores. An efficient cooperation among these IP cores (e.g., efficient data transfers) can be achieved through choice of correct topology. Important factor in choice of effective topology for NoC (Network on Chip) is a scalability. In this paper of 2D and 3D topologies for network on chip are overviewed and compared.

The topology of a network is the way in which routers, network adapters and connections are organized. There are several topologies that we can call regular or irregular [1-2]. This classification is based on the distribution of routers in the network.

Shared bus networks (see Figure 1a) are the simplest. They consist of a shared link common to all nodes. Bus systems scale very poorly as mode nodes are added. In a ring or 1D torus (see Figure 1b) every node has exactly two neighbors and allows more concurrent transfers. Since all nodes are not directly connected, messages will have to hop along intermediate nodes until they arrive at the final destination. This causes the ring to saturate at a lower network throughput for most traffic patterns. The 2D mesh (see Figure 1c) and torus (see Figure 1d) topologies are examples of direct networks, and thus provide tremendous improvement in performance. They cost increases in proportion with the number of nodes squared.





Two-dimensional mesh (see Figure 2) has been regarded as the most favored regular topology for NoC architectures. This is mainly due to the regularity, scalability and ease of synthesis on chip the topology offers. Mesh also can provide an acceptable wire cost and reasonably high bandwidth.



Fig. 2

Recently, many researches have been done on a square mesh in a variety of applications including parallel computing and the NoC domain. However, in the NoC paradigm, it is more likely that the chip has dimensions of different sizes and a rectangular shape. The rectangular mesh may be considered as an appropriate candidate for the best topology. Despite its wide use, the work on rectangular mesh has been insignificant.

Up to now NoC designs were limited to two dimensions. But the currently emerging 3D integration technology exhibits, among others, two major advantages, namely higher performance and smaller energy consumption [3]. Figure 3 shows examples 3D mesh–x1y1 (see Figure 3a) and 3D mesh–xcube(see Figure 3b). A survey of existing 3D fabrication technologies is presented in [4], showing the available interconnection architectures among tshe layers of 3D integrated circuits and illustrating the main research issues in current and future 3D technologies. So, due to the process / integration technology advancements, it is feasible to design and manufacture NoCs that will expand to the third dimension (3D NoCs). In order to satisfy the demands of emerging systems for scaling, performance and functionality 3D integration is a way to accommodate these demands. For example, a considerable reduction can be achieved in the number and length of global interconnects using three-dimensional integration [5].



Fig. 3

Networks-on-Chip are becoming more and more popular as they accommodate large numbers of IP cores, offering an efficient and scalable interconnection network. Threedimensional NoCs are taking advantage in the progress of integration and packaging technologies offering advantages when compared to 2D ones.

### References

1. P. Guerrier and A. Greiner, "A Generic Architecture for On-chip Packet-switched Interconnections," in Proceedings of the conference on Design, Automation and Test in Europe, 2000, pp. 250 - 256.

2. A. S. Vaidya, et al., "Impact of Virtual Channels and Adaptive Routing on Application Performance," IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems, pp. 223 - 237, 2001.

3. E. Beyne. 3D system integration technologies. In International Symposium on VLSI Technology, Systems, and Applications, pages 1–9, April 2006.

4. E. Beyne. The rise of the 3rd dimension for system integration. In Proc. of International Interconnect Technology Conference, pages 1–5, June 5-7, 2006.

5. J.W. Joyner, R. Venkatesan, P. Zarkesh-Ha, J.A. Davis, and J.D. Meindl. Impact of three-dimensional architectures on interconnects in gigascale integration. IEEE Trans- actions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, 9(6):922–928, Dec. 2001.

# STATES OF QUANTUM PARTICLE IN TWO-DIMENSIONAL LATTICES

Y. V. Gorbachev<sup>1</sup>, A. R. Kolovsky<sup>2</sup> (scientific supervisor), V. G. Andyuseva<sup>3</sup> (language advisor)

> <sup>1</sup>School of Engineering Physics and Radioelectronics SibFU, 79 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041 E-mail:gorbachev\_yaroslav\_91@mail.ru
>  <sup>2</sup>L.V.Kirensky Institute of Physics SB RAS 50 bld.38 Akademgorodok, Krasnoyarsk, Russia, 660036
>  <sup>3</sup>School of Philology and Language Communications SibFU 82 bld.1 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041

We analyze the Wannier-Stark spectrum of a quantum particle in tilted two-dimension lattices with the Bloch spectrum consisting of two subbands, which could be either separated by finite gap or connected at the Dirac points. For rational orientations of the static field given by an arbitrary superposition of the translation vectors the spectrum is a ladder of energy bands. We obtain asymptotic expressions for the energy bands in the limit of large and weak static fields and study them numerically for intermediate field strength. We show that the structure of energy bands determines localized wave packet propagation rate which is the quantity measured in laboratory experiments. It is shown that wave-packet dispersion becomes a fractal function of the field orientation in the long-time regime of ballistic spreading.

We discuss the Wannier-Stark states (WS-states) in a tilted one-dimensional doubleperiodic lattice. In this paper we extend the analysis of Ref. [1] to double-periodic twodimensional lattices or, particularly, to two-dimensional lattices with two sublattices.

The fundamental difference of 2D lattices as compared with 1D lattices is that the

Wannier-Stark spectrum and WS-states depend not only on the strength of a static field F but also on its orientation relative to the primary axes of the lattice, where one should distinguish between 'rational' and 'irrational' orientations. The former are given by an arbitrary superposition of the translation vectors and the latter comprise the remaining directions. For rational orientations WS-states are Bloch-like states in the direction orthogonal to the vector F [2–4]. Thus they can be labeled by the ladder index n and the transverse quasimomentum  $\kappa$ . Correspondingly, the energy spectrum of the system is a ladder of energy bands which are termed Wannier-Stark bands (WS-bands). Contrary to this situation, for irrational orientations the spectrum is pure point and WS-states are localized states in any direction [4].

In the work we pay special attention to physical manifestations of the energy spectrum structure that can be detected in a laboratory experiment, where two most preferable candidates are wave-guide arrays [5] and cold atoms in optical lattices [8]. In particular, continuous spectrum of the WS-states for rational orientations of the static field implies ballistic spreading of a localized wave packet. This effect can be easily observed both for the light in a wave-guide array and, with some efforts aimed on improving resolution of the imaging system, and for cold atoms in an optical lattice. We analyze the rate of wavepacket spreading as the function of the static field magnitude and its orientation. The other quantity that can be measured in experiments with cold atoms is the total occupation of the Bloch subbands which change in time due to the interband Landau-Zener tunneling (LZ-tunneling). We prove that knowledge of the Wannier-Stark spectrum is sufficient to predict different regimes of the interband dynamics.

As the model we shall consider a square lattice of the unit period with two different tunneling elements along the bonds and different on-site energies for the A and B sites, see Fig. 1. Notice that the primary axes of this lattice are rotated by 45 degrees with respect to the xy axes and the new period is a  $=\sqrt{2}$ . The Bloch spectrum of this lattice consists of two subbands with the dispersion relations  $E = E_{\pm}(k_x, k_y)$  found as eigenvalues of the matrix:

Современные проблемы радиоэлектроники. 2016

$$H = \begin{pmatrix} -\delta & -J_2 - J_1(e^{-iak_x} + e^{-iak_y} + e^{-ia(k_x + k_y)}) \\ -J_2 - J_1(e^{iak_x} + e^{iak_y} + e^{ia(k_x + k_y)}) & \delta \end{pmatrix}$$

where  $k_x, k_y$  are the Bloch wave quasimomenta. Two particular cases to be addressed in this work, are (1)  $J_1 = J_2$  and  $\delta = 0$ ; and (2)  $\delta = 0$  and  $J_2 = 0$ . In the former case two Bloch bands are separated by a finite energy gap, see Fig. 2(a), while in the latter case they touch each other at the Dirac points, see Fig. 2(b). It appears that the absence or presence of Dirac's cones in the Bloch spectrum strongly affect the Wannier-Stark spectrum and, hence, this two cases should be analyzed separately



Fig. 1. Bloch bands of the double-periodic lattice. Parameters are  $J_1=0.5$ ,  $J_2=0$ ,  $\delta=0$  and  $J_1=0.5$ ,  $J_2=0$ ,  $\delta=2$ 



Fig. 2. Ladders of Wannier-Stark energy bands for the lattice(1) and lattice(2)

In the work we analyzed the energy spectrum of a quantum particle in tilted double periodic lattices with the square symmetry. It was shown that for rational orientations of a static field,  $F_{x/}F_{y} = r/q$  where r and q are co-prime numbers, the spectrum consists of two ladders of energy bands termed the Wannier-Stark bands (WS-bands). We obtained asymptotic expressions for WS-bands in the limit of strong and weak fields and numerically analyzed these bands for intermediate F.

As the main result we proved that WS-bands determine the rate of ballistic spreading of a localized wave-packet, which is the quantity that can be directly measured in a laboratory experiment. Importantly, this spreading takes place only in the direction orthogonal to the vector F. The underlying phenomenon of this effect is the interband Landau-Zenner tunneling (LZ-tunneling) between Bloch subbands . Thus the present work can be considered as an analysis of interband LZ-tunneling in two-dimensional lattices – the problem which has attracted much attention of physicists in 1D lattices.

### References

1. D.N.Maksimov, E.N.Bulgakov, and A.R.Kolovsky, Wannier-Stark states in one-dimensional double-periodic lattices, arXiv:1409.3624 (2014).

2. T. Nakanishi, T. Ohtsuki, and M. Saitoh, Stark ladders in two-dimensional tight-binding lattice, J. of Phys. Soc. Japan 62, 2773 (1993).

3. M. Gluck, F. Keck, A. R. Kolovsky, and H. J. Korsch, Wannier-Stark states of a quantum

particle in 2D lattices, Phys. Rev. Lett. 86, 3116 (2001).

4. A.R.Kolovsky and E.N.Bulgakov, Wannier-Stark states and Bloch oscillations in the honeycomb lattice, Phys. Rev. A 87, 033602 (2013).

# DUAL-FREQUENCY METHOD OF DETERMINING SIGNAL DELAY IN THE IONOSPHERE FROM THE DIFFERENCE OF THE INCREMENTS OF THE PHASE PSEUDORANGE FOR L1 AND L2

K. A. Kulichkov<sup>1</sup>, N. S. Zykina<sup>1</sup>, A. V. Grebennikov<sup>1</sup> (scientific supervisor), N. O. Kuznetsova<sup>2</sup> (language advisor)

> <sup>1</sup>School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU 28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074 E-mail: kyli4ukov-k@mail.ru
>  <sup>2</sup>School of Philology and Language Communication SibFU 82 bld. 1 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041

This article discusses a dual-frequency method of determining signal delay in the ionosphere from the difference of the phase pseudorange. Here is introduced the derivation of formulas to find the needed parameters and its further comparison with existing methods such as classical method and single-frequency method, which find the ionosphere correction.

The widespread use of modern Global Navigation Satellite System (GNSS) and Global Positioning System (GPS) leads to the necessity of the improvement of the accuracy of navigational measurements. The conditions for passing signals from navigation satellites (NS) in the atmosphere have a great influence on an inaccuracy of navigation measurements according to the signals of global navigation satellite systems GNSS and GPS.

The research demonstrates the great influence, which provides the ionosphere on the signals of NS GNSS and GPS. The influence of the ionosphere on the propagation of the signals of NS leads to the phase and group delays. The quantity of signal delay in the ionosphere depends on the solar activity, the seasonal and daily variations, the elevation angle and the azimuth of satellites and, also, on the latitude and the longitude of consumers navigational equipment (CNE) of GNSS and GPS.

The strong variability of the ionosphere depends on many factors and do not make it possible to predict the value of the signal delay in the ionosphere with an accuracy of above  $70 \div 80$  %, even with the help of extremely complicated multiparametric models.

The considered approach has been developed in the early 90-ies in the research works of K. Cohen, B. Pervan, B. Parkinson, etc. The main obstacle for the implementation of ionosphere error compensation method is the problem of resolving the initial ambiguity of the phase measurements  $N_i$  at the carrier frequency in the absence of additional measuring frequencies. So, first, they evaluate the vertical signal delay in the ionosphere and the initial phase ambiguity to the Kalman filter, and then the vertical delay is recounted for each NS, while taking into account its elevation angle. For recalculation of the vertical signal delay into inclined one, they use the model of the ionosphere, which demonstrates the signal delay dependence in the ionosphere on the elevation, and its spatial gradient.

The ionospheric correction for air and ground objects is almost completely determined by the value of the total electron content (TEC) in a vertical column. Thus, we take the single layer model of the ionosphere (Fig.1), where it is assumed that all electrons are concentrated in a thin layer, located at a certain height h above the Earth's surface. The height of the ionosphere layer h is usually taken as the height which is reached 50% of the TEC in a vertical column. It is also assumed, that the TEC in a vertical column (or vertical signal delay) is the same along the crossing area of the signals of NS and the ionosphere layer.



Fig.1. Displaying function

The amount of error caused by ionosphere influence will depend on the length of the path *S* of the signal NS in the ionosphere. For NS with low elevation angles the path length of the signal is greater than that for NS with high elevation angles. Therefore, the ionospheric error will depend on the elevation angle of NS. Its relationship can be expressed as shown in the following equation:

$$I(k) = Ob(\gamma(k))I_{\nu}(k)$$
<sup>(1)</sup>

where, I(k) - the delay of NS signal in the ionosphere;  $Ob(\gamma(k))$ - the displaying function;  $I_{\nu}(k)$  - the vertical signal delay in the ionosphere;  $\gamma(k)$  - the elevation angle of NS.

Displaying feature is designed to recalculate the vertical delay in an inclined and it is defined as the ratio of inclined and vertical delays of the signal in the ionosphere, as shown in (2).

$$Ob(\gamma(k)) = \frac{I_i(k)}{I_\nu(k)} = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{R_{\oplus}}{R_{\oplus} + h} cos\gamma(k)\right)^2}}$$
(2)

where,  $R_{\oplus}$ - the radius of the Earth; *h*- the height of the ionosphere layer.

The value of the function  $Ob(\gamma)$  will vary approximately to the range from 3.5 to 1 depending on the elevation angle and the height of the ionosphere layer (Fig. 2).

We can demonstrate the original equations to determine the delay of the signal in the ionosphere, thus, pseudorange, which is measured according to the phase of the carrier frequency of the signal on L1 and L2, is determined by the equations (3) - (4):

$$\varphi_{1i}(k) = \rho_i(k) - N_{1i}\lambda_{1i} - I_i(k) + T_i(k) + c\tau(k) + \xi_{i1}(k),$$
(3)

$$\varphi_{2i}(k) = \rho_i(k) - N_{2i}\lambda_{2i} - I_i(k) + T_i(k) + c\tau(k) + \xi_{i2}(k)$$
(4)

where,  $\rho_i(k)$  - the distance from the antenna CNE to the NS;  $T_i(k)$  - the delay of the signal of NS in the troposphere;  $\tau(k)$ - the divergence of the time scale of NS and scale GNSS; *c* - the speed of propagation of radio waves;  $N_i\lambda_i$  - the phase ambiguity;  $\xi_i(k)$  - the random error.

The algorithm consists of two stages. First, the vertical delay of the signal is estimated, and then it is recalculated for each NS, based on its elevation angle. Thus, we create equations (5) - (6) with the help of (3) - (4), which are based on (1):

$$\varphi_{1i}(k) = \rho_i(k) - N_{1i}\lambda_{1i} - Ob(\gamma_i(k))I_v(k) + T_i(k) + c\tau(k) + \xi_{i1}(k),$$
(5)

$$\varphi_{2i}(k) = \rho_i(k) - N_{2i}\lambda_{2i} - \gamma \cdot Ob(\gamma_i(k))I_\nu(k) + T_i(k) + c\tau(k) + \xi_{i2}(k)$$
(6)



Fig. 2. Properties of the displaying functions: a) the value of the function  $Ob(\gamma)$ , depending on the elevation angle of NS -  $\gamma$  of the height of the ionosphere layer - h; b) the increment of the displaying function when the elevation angle is increasing on 1 degree

Then, we create a differential system of equations using (5) and (6), then, we can define the increment of the pseudorange as shown in (7) - (8):

$$\Delta \varphi_{1i}(k) = \rho_i(k) - \rho_i(k-1) - \left(Ob(\gamma_i(k)) - Ob(\gamma_i(k-1))\right) I_v(k) + \xi_{i1}(k) - \xi_{i2}(k-1),$$
(7)

$$\Delta \varphi_{2i}(k) = \rho_i(k) - \rho_i(k-1) - (\gamma - 1) \cdot \left( Ob(\gamma_i(k)) - Ob(\gamma_i(k-1)) \right) I_v(k) + \xi_{i1}(k) - \xi_{i2}(k-1) , \quad (8)$$

where,  $\Delta \varphi_i(k) = \varphi_i(k) - \varphi_i(k-1)$  - the increment of the pseudorange, measured by carrier phase; *i* - the sequence number of the NS, which was observed at the time moments *k* and *k*-1;  $\gamma = \frac{f_1^2}{f_2^2}$ .

Then, we perform a subtraction of increments of phase pseudorange according to L1 and L2:

$$(\gamma - 1) \cdot \left( Ob\left(\gamma_j(k)\right) - Ob\left(\gamma_j(k-1)\right) \right) \cdot I_v(k) = \Delta \varphi_{1j}(k) - \Delta \varphi_{2j}(k) + s_i(k)$$
(9)

where,  $s_i(k)$  – the total random error.

The vertical delay can be expressed as the following:

$$I_{\nu}(k) = \frac{\Delta \varphi_{1j}(k) - \Delta \varphi_{2j}(k)}{(\gamma - 1) \cdot \left( ob(\gamma_j(k)) - ob(\gamma_j(k-1)) \right)}.$$
(10)

With the help of equation (10), it is defined the vertical signal delay in the ionosphere. Then, the resulting vertical delay is converted to the delay signal for the  $i^{\text{th}}$  of NS in accordance with the expressions (1) and (2).

The derived equations have a number of distinctive features. As measuring, it is taken the difference of the increments of the phase pseudorange. As a result, there is no need in disclosure of initial phase ambiguities which must be valued, thus, the number of unknown variables are reducing. Due to the system of equations we can find the value of the vertical delay for the  $i^{-th}$  of NS. In order to confirm the equation (10) there were carried out several experiments for comparing the obtained results with the existing methods.





Fig.3. The classic method of finding the ionospheric corrections, G23



Fig.4. Single-frequency method, G23



Fig.5. Difference increments L1 and L2 (dynamic component), G23



Fig.6. The satellite elevation angle

The experimental results help us to conclude, that the classical method and the increments, which are based on the difference of phase pseudorange, are correlated, comparing to the single-frequency method. Also, we know, we should conduct an additional research work to find a vertical delay of a signal.

#### References

1. K. Borre, D.M. Akos, N. Bertelsen, P. Rinder, and S.H. Jensen: A Software-Defined GPS and Galileo Receiver (ISBN 0-8176-4390-7).

2. M. Y. Kazantsev, Yu. L. Fateev: Determination of ionospheric measurement error of pseudorange single frequency equipment of GNSS and GPS// KSTU// 2002.

# GROUP DELAY AS A FEATURE OF SIGNAL SOURCE VALIDITY

I. Y. Tikhonenko<sup>1</sup>, S. P. Panjko<sup>1</sup> (scientific supervisor), S. V. Polikarpova<sup>2</sup> (language advisor)

 <sup>1</sup>School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU 28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074 E-mail: silencebob@yandex.ru
 <sup>2</sup>School of Philology and Language Communication SibFU 82 bld. 1 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041

Security of communication channels is one of the critical issues in modern information infrastructure. In this paper we consider ability of group delay characteristic application for identification of signal source validity. Estimation of RLC circuit group delay variation with 10 % tolerances of components from group delay of reference RLC circuit is presented by 4 graphs.

Security of remote control for electronic devices has been a crucial issue since the first artificial satellite was launched. Moreover, this is a problem of great importance in satellite communication given the fact that development, launching and operation of spacecraft requires significant amount of investments. In case of control loss over spacecraft, there is not only a threat of financial losses, but also actions of hostile usage of spacecraft are possible. The latter is particularly related to military satellites. To prevent such fatal interferences phase shift-keying of satellite communication channels by pseudorandom binary sequences is used.

Pseudorandom binary sequence [1] is a synthesized random impulse signal in which the number of symbols complies with Gaussian probability law for random values. Sequence repeats with period that depends on number and length of symbols. Complexity of matching for such sequence is defined by number of symbols in this sequence. This method is very reliable, but not perfect since the sequence can be obtained by a variety of ways, for example: mathematical evaluation, calculation on the basis of command signal example or development information leakage (human factor). With progress of terrestrial informational technologies and appearance of global informational networks there also rises necessity of providing security for terrestrial communication and remote control of standalone electronic devices or systems. To eliminate the possibility of unauthorized access to device control or communication channels a several methods are applied, for example: data encryption, login/password protection, application of biometric parameters. Every of listed methods is able to provide high reliability protection level from unauthorized access but is not able to minimize the risk caused by human factor i.e. possibility to steal information critical for protection: password, encryption key or biological material. It is suggested that to prevent human factor influence a random value parameter should be used, also this parameter should be unable to be imitated or reproduced in any way. It can be one of characteristics of some command signal transceiving hardware circuits, which have some tolerances to their values at the development and manufacturing stages, such as, for example, group delay.

Group delay [2] is a characteristic which shows temporal delays of signal harmonics while the signal is transferring through the circuit. This characteristic shows time at which every harmonic of a signal is delayed while the signal transfers through the circuit:

Group delay = 
$$-\frac{d\varphi}{d\omega}$$

Since group delay is derivative of phase-frequency characteristic (PFC) the main contribution to the circuit group delay is provided by electronic components which cause

phase shifts of a signal. Simplest examples of such elements are capacitors and inductivities which are the primary elements of frequency filters. Depending on a complexity of that elements production technology the manufacturer indicates different value tolerances of standard value  $- \frac{1}{5}{10}/20$  % mostly. Thus values of elements are influenced by Gaussian probability law for random values in some ways and are able to affect group delay of a circuit which they are integrated into.

For the purpose of influence estimation of electronic components values modeling of a simple RLC resonant circuit was carried out, values of elements are the following : C = 10 nF, L = 2.53 mcH, R = 4.77 Ohm. In the process of modeling values of C and L were changed for 10 % in different ways: C and L are 10 % more, C and L are 10 % less, C is 10 % more and L is 10 % less, C is 10 % less and L is 10 % more. Figure 1 shows group delay curves of standard circuit (green line) and circuits 10 % less and more deviated values of components, figure 2 also shows group delay of standard circuit (green line) but circuits with deviated values of elements are modeled with opposite changes, which means red line shows group delay of a circuit where C is 10 % more and L is 10 % less and purple line shows group delay of a circuit where C is 10 % less and L is 10 % more.



Fig. 1. Group Delay of the standard circuit (green line) and circuits with 10 % deviated components values (red line – C and L are 10 % more; purple – C and L are 10 % less)



Fig. 2. Group Delay of the standard circuit (green line) and circuits with 10 % deviated components values (red line – C is 10 % more, L is 10 % less; purple – C is 10 % less, L is 10 % more)

As we can see from the graph on the fig. 1 there is significant difference of harmonics temporal delays at 850 kHz and 1.15 MHz frequencies. Figure 2 shows slight changes in group delay characteristics of circuits with deviated in opposite ways values of elements.

These differences of group delay characteristics are given as percentage of standard circuit group delay and shown on figures 3 and 4:



Fig. 3. Group delay differences in % of standard circuit group delay (green line – C and L are 10 % more; red line –C and L are 10 % less)



Fig. 4. Group delay differences in % of standard circuit group delay (green line – C is 10 % more, L is 10 % less; red – C is 10 % less, L is 10 % more)

As we can see in figure 3, the maximum deviation from standard circuit group delay is observed at the circuit where C and L are 10 % less and amounts 97.5 percent. Also significant deviation is presented by circuit where C and L are 10 % more and amounts 85.5 percent. Group delay of circuits where values deviates for 10 % in opposite ways also show slight differences (11.2 % and 9.98 %).

For further analysis of circuit group delay application as a parameter for identification of a signal source the probability estimation will be carried out in future work for the case of group delay matches of circuits with the same diagram and slight differences of electronic components values. This estimation will allow to predetermine the group delay originality of any circuit and in some way resolve the ability of group delay application in source identification process. Along with originality the ability of identification method application, which is based on group delay parameter, should be analyzed for application in wireless communication, such as satellite.

### References

1. Varakin, L. E. Communication systems with noise-type signals. M. : Radio and Communications, 1985. P. 35.

2. Kushnir, F. V. Measurements in communication technics : textbook for institutes of higher education. – 2nd publication, supplemented and revised. M. : Communication. 1976. P. 227.

# COGNITIVE TECHNOLOGIES OF INFORMATION SECURITY VOICE IDENTIFICATION FOR REMOTE BANKING TRANSACTIONS

F. F. Kholmatov<sup>1</sup>, Y. V. Kolovsky<sup>1</sup>, (scientific supervisor), I. V. Alekseenko<sup>2</sup> (language advisor)

> <sup>1</sup>School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU 28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074 E-mail: holmatov3110@gmail.com
>  <sup>2</sup>School of Philology and Language Communication SibFU 82 bld. 1 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041

The paper considers different ways to increase information security, improve service remote transactions by using the methods of voice identification.

Keywords: remote transactions, voice identification, security of plastic bank cards, Gaussian mixture models, hidden Markov models.

Currently, the universal informatization and computerization of banking activities has made the information security of remote transactions of great importance. Banks ' and bank customers' funds have become a target of information attacks as a result of the widespread use of electronic payments, plastic cards, computer networks. Anyone is able to attempt a theft —a computer connected to the Internet is just needed. A remote banking transaction is a set of operations that accompany a remote interaction between a buyer and the payment system. In 2014, over 70.000 payment cards issued by Russian banks were used to make unauthorized transactions. It makes 0.057% of the total cards number used during the year. The total amount of unauthorized transactions with Russian cards for 2014 amounted to 1.58 billion. Another trend in unauthorized card transactions revealed by the Bank of Russia is the growth in the number and volume of such operations with the use of the Internet and mobile devices (48% and 86% respectively in IV guarter 2014 compared to III guarter 2013). The average amount of such transactions increased from 2.6 thousand to 3.3 thousand rubles during this period. The number of fraudulent transactions in ATMs and payment terminals halved (the amount was also reduced; the volume of unauthorized CNP transactions got equal to the volume of illegal transactions with self-service machine). It may indicate the transition of major issuers to make more reliable cards with a chip. Therefore, the protection of remote banking transaction is relevant. There exists a large number of mechanisms to provide such a protection. Serious efforts have been made, both practical and theoretical. The latest achievements of science and advanced technology are being applied.

The main purpose of this article is to present a novel method of voice identification used to protect remote banking transactions.

Scientific novelty of the work consists in introducing a new method to protect remote transactions using contactless microprocessor-based technologies such as NFC and using modern cognitive protection systems such as voice identification method, and other methods of information and biometric security. The methods of voice identification are taken as the basis of information security. Further it will be researched in the master project.

Methods to process, analyze and classify data in voice identification

The voice identification uses the same classification methods as the pattern recognition, namely, statistical simulation methods that make specific models of vectors of acoustic features. The most common ones are the Gaussian mixture models and the hidden Markov models. However, other models, such as multilayer perceptrons or support vector machine, are also successfully employed to solve this problem. In addition, recently there has been a trend to use combinations of several models.

Gaussian mixture models are often used for text-independent speaker verification, estimating probability density of speech data variability. Demanding a low computational cost

and being poorly sensitive to temporary speech variability, Gaussian mixture models have proved tto be effective in quiet environment conditions.

In real conditions of the background noise, different microphones and transmission channels, the effectiveness of Gaussian mixtures model deteriorates. The limited data available for training speaker models make adapting technologies needed: EM-algorithm (Expectation-Maximization), the posterior probability maximum (Maximum Posteriori Probability) or the likelihood linear regression maximum (Maximum Likelihood Linear Regression).

Hidden Markov models are statistical models where a system is modelled as a Markov process with unknown parameters. The aim is to determine the most likely state sequence of the test set relative to pre-training models. For applications to recognize a speaker, each state in the hidden Markov model can be represented with speech different elements. Temporary information is encoded as a transition from one state to another regarding the allowed transitions. In this case, the identification method based on hidden Markov models is to define for each speaker the best position between the test speech vectors and the hidden Markov model associated with a specific word or phrase.

Modern text-independent speaker verification systems using Gaussian mixtures models do not take into account temporary ordering of the feature vectors. The linguistic and temporary structures of the speech signal in the form of counts and sounds used in the representation, do not make a unique model. Hidden Markov models have certain advantages. Temporary and linguistic knowledge can be registered with hidden Markov models. A priori knowledge of the content of the text is used in the text-dependent speaker recognition. At this hidden Markov models are more precise than Gaussian mixtures ones. The paper shows some advantages of combination of speech recognition on a syllable hidden Markov model and the speaker recognition model based on Gaussian mixtures.

Multilayer perceptrons are a type of neural learning networks. The use of neural network methods to the problem of speaker verification is shown in the works. For speaker verification multilayer perceptrons can be binary classifiers that distinguish classes "own" and "alien". Multilayer perceptron usually consists of several layers, each has several peaks. Each vertex is computed as a sum of linear weights of all input connections, where the weight amounts are adjustable parameters. Nonlinear transition function is applied to calculate output vertices. The network weights are estimated using a gradient of the slope based on back-propagation algorithm. Multilayer perceptron will classify access "their" and "alien", considering each frame of test utterance. Finally, the account statements are averaged over all the outputs of multilayer perceptron for all frames of the utterance. The disadvantage of multi-layer perceptron is the relative complexity of choosing the optimal configuration, and also the need for large amounts of data for the stages of teaching validation (cross-validation).

Support vector machine is a binary classifier. The basic principle is the nonlinear projection of multidimensional data separable in the hyperspace, where they can be linearly separated. Given that a set of feature vectors belongs to two classes separated by a hyperplane, support vector machine, there will be an attempt to find a hyperplane with maximum margin. In other words, the distance between the nearest labelled vectors to the hyperplane is maximized. This hyperplane can be subsequently be used (a check) to determine a class an unknown feature vector belongs to. Recently the support vector machine is considered to be one of the effective methods of discrimination. In the speaker verification the support vector machine can be used separately or in combination with other methods of classification, for example, in the used combination of methods based on Gaussian mixture models and support vector machines. Here an attempt is undertaken to use compensations of a speaker variability and a channel, namely, using Gaussian mixture models to form some average vector, which is then processed by the support vector machine. The combination of methods leads to improved accuracy of the classification.

Principal components method is usually used to reduce the dimensionality of the original data. The principal components method was used together with a genetic algorithm to identify a speaker in noisy environment. The noise was eliminated by Wiener filtering. As vocal signs were used various coefficients such as finely-frequency cepstral ones, valid cepstral ones, cepstral coefficients of linear prediction, derivatives of the first and second orders of finely frequency cepstral coefficients. The principal component method was used to reduce the dimension of speech feature vector. The classification was made with the genetic algorithm on the basis of speech data for different ratio levels «useful signal/noise»

This study showed that the least exposed to noise of different kinds was finely frequency cepstral coefficients and derivatives of the first order, finely frequency cepstral coefficients, which made about 85% of correctly identified speakers. When the level of the «useful signal/noise» is 15 dB, the percentage of correctly identified speakers does not exceed 90%. This paper describes text-independent speaker identification, finely frequency cepstral coefficients, the principal component analysis and the Gaussian mixture.

The Bayesian classifier was used as a classifier. The study was conducted with 40 speakers with 10 utterances when applying white noise with ratio levels «signal/noise» from 0 to 30 dB. For a minor ratio «signal/noise» 30 dB the percentage of correctly identified speakers does not exceed 90%. In the work identifying speakers was made employing neural networks. The peculiarity of the work was the use of the feature extraction technology. As features in this study finely frequency cepstral coefficients were applied. The aim of the principal components method was to reduce the dimension of speech feature vectors, consisting of finely-frequency cepstral coefficients. The classification was performed using neural networks for speech recordings of 10 speakers. The percentage of correctly identifiable ones at the «useful signal/noise» ratio 30 dB was 87%. The impact of noise is also investigated in the work. As the major classification method for speaker recognition the Gaussian mixtures are used. Speech material was taken from a speech of the «SPIDRE», namely, they used voice recordings of 45 speakers (27 male, 18 female). Speech segments of duration 30 seconds, and test-cuts with a duration of 10 seconds were used for training. Features were formed on the basis of cepstral coefficients. The «useful signal/noise» ratio was 15 and 20 dB. The paper also investigated the effect of noise on the speaker identification by voice. A basic method of speaker identification was Gaussian mixtures. Speech material was taken from the speech database «TIDIGITS», namely, they used a record vote of 31 speakers (21 male and 10 female). For each speaker there were 77 statements, of which 50 utterances were used for training, and 27 utterances for testing. Features were formed on the basis of cepstral coefficients. The results of the influence of white noise is given in the work, where the multilayer perceptron was used as a basic method of identification. Phone records from «The 2002 NIST Speaker Recognition Evaluation corpus» were used as speech material. There were 50 speakers (20 male and 30 female). Each speaker had approximately 2 minutes of speech material which was divided into segments with duration of 5 seconds. We used 4 parts, and training for others segments. Features were formed on the basis of cepstral coefficients. Various kinds of noise were added, among which white and speech-like noise. The noise was additive, some was provided by the «useful signal/noise» ratio from 12 to 18 dB in 6 dB intervals.

The impact of human speech-like noise was also considered in the work. As speech material we used the phone records of 300 speakers from the database «The 2008 NIST Speaker Recognition Evaluation». Each speaker had about 5 minutes of speech material. Informative component of the previously selected record was divided into segments with duration of 5 seconds, 2 cuts were used for testing and others segments for learning. The magnitude of the relation «signal/noise» ratio was from 0 to 24 dB with 6 dB interval. As a

basic method of identification was used one of the methods of neural networks «deep neural network». Features were formed on the basis of cepstral coefficients.

The effectiveness of any system of speaker recognition is evaluated by the errors classification. There are two types of errors in verification: falsely rejected (error 1-cities), when the system rejected and falsely accepted (error 2-cities), when the system adopted the «alien». Both types of errors depend on the level of decision making. At the high level the system will make few false acceptances but a lot of false failures. If the level is low fixed, the system will be more user-friendly and will make few false rejections, but many false acceptances. RFA mistakes (false acceptance rate) and RFR false rejections (false reject rate) are calculated by the formula.

These errors are normal development and evaluation of the set and will be used to determine the function cost (Detection Cost Function). This cost function is a weight measure of errors of false acceptance and false rejection:

$$DCF = C_{FR}P_{tar}R_{FR} + C_{FA}P_{imp}R_{FA}$$
(1.4)

where CFR is the cost of false rejection, CFA is the cost of false acceptance, Ptar and Pimp are the a priori probabilities of «us» and «them» respectively .DCF will be normalized by the value: CF Ptar + CFA Pimp

In practice, as a measure of system performance of the speaker verification the cost function DCF is commonly used. In addition, the minimization of the DCF may be useful for the system optimization. To assess the effectiveness of the system having a dynamics parameter the working characteristic curve (Receiver Operating Characteristic) or the compromise curve of the error definition (Detection Error Trade-off) are used. Here an equivalent classification error (Equal Error Rate) is introduced. It appears on the intersection of the error compromise definition curve with the first bisector. Efficiency measures in the dynamics of some parameters easily allows comparing different speaker verification systems.

A survey shows that all classification methods in the speaker identification have their disadvantages: some are sensitive to noise, others are not obvious, others are complex enough for practical use. In this regard, the practical realization and implementation of speaker recognition systems are not very widespread. Projection methods of multivariate data analysis do not show these drawbacks. The use of these methods in the voice identification will be discussed in more details in the author's master's thesis.

#### References

1. Neustein, A. Forensic Speaker Recognition: Law Enforcement and Counter-Terrorism / A. Neustein, H. A. Patil. New York : Springer, 2012. 540 p.

2. Kaganov, A. S. Forensic personal identification by voice and of speech / A. S. Kaganov. M. :Yurlitinform, 2009. 291 p.

3. Stolbov, M. Channel compensation for forensic speaker identification using inverse processing / M. Stolbov, P. Ignatov, S. Koval, A. Barinov // AES 39th International Conference. Hillerød, 2010.

4. Kholmatov, F. F./Information security of remote transactions in the financial and trade spheres/F. F. Kholmatov, Y. V. Kolovsky //Modern problems of radio electronics : collection of scientific papers. Tr. [Electronic resource] / scientific. edited by V. N. Bondarenko - Electron, Dan. (32 MB). Krasnoyarsk : Sib. Feder. University, 2015. Pp. 534–539. - 1 electron, opt. disk. ISBN 978-5-7638-3236-5

5. Kholmatov F. F/remote transaction Information Security in the bank. the types of Bank frauds with plastic cards and methods of protection Kholmatov Y. F. F. V. Kolovskiy Modern problems of radio electronics : collection of scientific papers. Tr. [Electronic resource] / scientific. edited by V. N. Bondarenko - Electron, Dan. (32 MB). Krasnoyarsk : Sib. Feder. University, 2015. P. 599–603. 1 electron, opt. disk. ISBN 978-5-7638-3236-5

### THE POSSIBILITY OF USING ANTENNA ARRAY FOR GROUND CONTROL STATION

### A. Y. Ershov

#### JSC "Information satellite systems" named after academician M.F. Reshetnev 52 Lenina St., Zheleznogorsk,, Russia, 662974 E-mail: alexeyworking@mail.ru

This article is an analysis of possibility to create antenna system for ground control based on the traditional reflector antennas (RA) and the active phased array antennas (APAA) for communication with a spacecraft on low earth orbit. Computing of APAA simulation have been conducted.

Antenna systems are often required to have large apertures with significant radiated power levels, sensitive receive capability, and rapid beam scanning. While RA systems with single or multiple feeds can meet many requirements, phased array antenna systems with thousands of individual radiating antenna elements provide increased beam agility and excellent characteristics.

In general, the phased array aperture can be composed of radiating and/or receiving antenna elements that are located on a planar or conformal surface.

Electronic scanning of the array antenna main beam is effected by means of phase shifters and/or time delays connected to individual array elements or to subarrays (groups) of elements.

A basic diagram of a transmitting phased array antenna is depicted, as a linear array, in Figure 1 [1], An RF source has its signal divided into a number of channels by means of a power divider network. Each output path from the power divider is connected to a phase shifting device that applies a progressive (usually linear) phase shift from element to element such that the main beam of the array is scanned to a desired angle.



Fig. 1. Block diagram for a transmitting phased array antenna

A simplified block diagram for an example transmit/receive module is shown in Figure 2. In Figure 2, by means of switches and proper timing, the phase shifter is used for both transmit and receive.


Fig. 2. Example transmit/receive module block diagram for a phased array antenna

The antenna system based on the RA for communication with a spacecraft have are next several problems in a low earth orbit:

- Low efficiency of RA for ground stations and its limitation of maximum beamsearching in space makes simultaneous use of RA for multiple satellite impossible;

- RA has a significant financial costs for production, installation and maintenance;

- it is difficult to create a system with two exposure bands.

APAA could become a challenge for reflector antennas.

The APAA simulation results are shown in Fig. 3. The graph shows that the width of the main lobe 2.24 ° corresponds RA characteristics [2].



Fig. 3. Result simulation of APAA. Z0Y cross-section plane

The main advantages of the antenna system based on APAA:

- APAA modules can be change quickly in case of failure one the modules. And the operation of the whole system is not compromised;

- the absence of a mechanical components antenna;

- exchange data with multiple satellites in multiple frequency bands;
- Maintenance cost reduction.

To sum up, detailed analyses of APAA characteristics is required in different operating conductions of antenna systems.

To implement all the tasks require further careful analysis of changes APAA characteristics when changing operating conditions with all the features antenna system.

#### References

1. Adaptive Antennas and Phased Arrays for Radar and Communications / Alan J. Fenn, Massachusetts Institute of Technology, 2008.

2. The active phased array antennas / Ed. VL Gostyukhin. Ed. 3rd, Revised. and ext. M.: Radio, 2011. 304 p.

3. LD Bachrach, GK Galimov. Mirror scanning antenna: Theory and methods of calculation / Moscow: Nauka, 1981. 302 p.

Абдрахманова Г. И.	535	Гутковская О. Л.	488
Абулкасымов М. М.	386	Давыдов Д. А.	383
Авилов Н. Е.	401	Деева В. С.	60, 264
Автахутдинов Д. Р.	273	Демаков А. В.	324
Акулиничев Ю. П.	286	Дембелов М. Г.	39
Алдонин Г. М.	221	Джема Д. В.	360
Алтынцев А. Т.	55	Долидудко Д. А.	189
Андреев П. Г.	201, 436	Доманов С. К.	338
Артемова Е. П.	290	Дорожкин К. В.	600
Артюх А. С.	294	Доценко О. А.	347, 600
Архангельский Ю. С.	380	Дранишников А. С.	389
Архипов В. Д.	182	Дунаева Т. Ю.	327
Бабанов Д. А.	165	Евстратько В. В.	128, 179
Бабурин А. С.	299	Емельянов А. С.	436
Байтеряков А. В.	150	Ерохин В. В.	63
Баранов О. Ю.	406	Есин А. Ю.	260
Барашков В. А.	475	Ефанов В. И.	131
Басков А. П.	124, 350	Жаднов В. В.	440, 449, 454, 459
Батенков К. А.	510, 559	Жохова М. Н.	24
Батуркина И. В.	182	Жуков А. А.	353
Башкуев Ю. Б.	39	Журавлев В. А.	595
Беднин Н. А.	482	Заболоцкий А. М.	315, 392
Белоусов А. О.	392	Заичко К. В.	131
Беляев Б. А.	576, 581	Зайцева А. Ю.	69
Бердюгин А. И.	302	Зайцева Е. И.	419, 421
Бикбулатов А.С.	226	Закиров В. И.	495
Бикеев Е. В.	485	Заленская М. К.	528
Биличенко А. П.	514, 519	Зарипов А. Ф.	194
Блинов И. В.	587, 591	Засемков В. С.	231, 237
Боев Н. М.	270, 373	Захаров В. В.	355
Болотский А. А.	306	Захаров Д. И.	212
Буковец В. Е.	410	Заярный В. П.	342
Бульбик Я. И.	500, 532	Зинкевич А. С.	424
Валиханов М. М.	106	Зотов А. Н.	440, 459
Васильев Г. С.	3	Зубов Т. А.	135
Васильев И. О.	310	Иванов Е. Ф.	55
Васюков В. Н.	69	Иванова О. Н.	9
Вахтин Р. Ю.	294	Ипатова Е. О.	419, 421
Вильданов А. И.	157, 161, 179, 240	Исаинова М. И.	386
Владимиров В. М.	50, 182, 189	Казанцев М. Е.	231
Войцеховская О. В.	369	Каймонов О. С.	324
Вяхирев В. А.	85	Калабухов Е. Р.	500
Гавриков А. А.	414	Каленчиц Ю. А.	432
Гаврилов Д. Ю.	290	Камышникова А.С.	135
Газизов Р. Р.	315	Караченцев В. А.	196
Газизов Т. Р.	117, 392	Карелина Л. Е.	428
Газизов Т. Т.	324	Кастаева Е. Г.	237
Гаипов К. Э.	505, 547	Катков Е. К.	74
Гертнер Е. И.	50	Катков К. А.	74
Говорун И. В.	320	Качусова А. О.	347
Голиков А. М.	24, 154	Кириченко В. Н.	139
Голицын А. А.	186	Кирпичников А.С.	24
Гребенников А. В.	270	Киселев Д. П.	145
Громыко А. И.	245, 273, 277, 281, 572	Клешнина С. А.	444
Грузман И. С.	20, 27	Кобзарь В. А.	14
Губин А. В.	55	Ковалева А. А.	495, 502
-			,

Современные	проблемы	радиоэлект	роники. 2016

Кожевников В. Ю.	335, 355	Муратов А. А.	216
Козин Р. Р.	201	Муратова Н. О.	216
Колединцева М. А.	286	Мустафаев Р. В.	532
Колесников С. С.	505	Мухин А. В.	338
Колмаков Р. И.	204	Недбайло А. О.	221
Коловский Ю. В.	485, 543, 567	Неудакин А. А.	306
Комнатнов М. Е.	538	Нефедов И. Е.	277
Космина М. В.	120	Нешина Е. Г.	514, 519
Костенкова А. С.	20	Никонов И. В.	94
Костюк Д. В.	170	Никонова Г. С.	94
Кочеткова Т. Д.	290	Новикова Е. А.	535
Красненко С. С.	234	Нохрин Ю. С.	273
Крат Н. М.	79	Озеркин Д. В.	212
Крупянко А. А.	154	Орлов П. Е.	117
Крылов Ю. В.	332	Осинцев А. В.	538
Кузьмин Е. В.	85, 109, 240	Охорзина А. В.	226
Кузьминых Н. М.	207	Панкрац А. И.	204
Кулыгин В. Н.	440	Парпула С. А.	342
Курилов И. А.	3	Патрикеев О. В.	101
Куроптев П. Д.	377	Патрушева Т. Н.	424, 428
Лайко К. А.	365	Пашинцев В. П.	74, 145, 170
Лапин А. Ю.	332	Пелепенко Л. Н.	27
Левицкий А. А.	432	Пепеляев А. В.	9
Левяков В. В.	377	Песков М. В.	145
Леган Ю. Н.	210	Петров К. В.	150
Лежанкин Б. В.	89	Пильщиков Н. Н.	231
Лексиков А. А.	299, 320	Пичкалев А. В.	234
Лексиков Ан. А.	320	Поливанова А. С.	347
Лесовой С. В.	55	Пономарев Д. Ю.	488, 495, 502, 551, 555
Лищинская Л. Б.	369	Попов А. С.	221
Лушпа И. Л.	449	Похилько А. Ф.	471
Лысов А. В.	9	Пустошилов А. С.	106
Макаров Н. Р.	231	Рулаков Л. Ю.	109
Макарова Ю В	231	Рудометова А С	397
Максимов А. В.	310	Рукосуев Л. Т.	237
Максин Р В	510	Румяниева Л Н	154
Малий Н Ю	94	Рыжков Р В	237
Маликов Р Л	50	Рычков И М	587 591
Малинова О Е	454	Рябушкин С. А	161
Малисов Н П	89	Савин А А	79
Мапулин К А	294	Савишников М. О	350
	327	Саломатов Ю. П	45 389
Масадов F В	307	Cadouon A B	11/
	335	Сафонов А. Б.	114
	97		157
Menguuan $\Phi$	410	Святец А. А.	45
Meyryan A $\Pi$	514 510	Certageb A. $\Phi$ .	204
Mexтиев A. Д.	314, 319		475
Мещеряков Б. А.	502	Семкин А. О.	151
Миндиосков Д. С.	212	Cenwaytan A. M	170
	212	Сержантов А. М.	350
мирзасв Лус. M. Михайнанка П. D.	212 524		234
михаиленко Л. В.	524	CULTANTING A. A. CULTANTING D. $I'$	157,240
михаилова М. А.	24	Симачев В. К.	406
михеева К. Н.	528	Ситников А. А.	245
михлин Е. Ю.	240	Слооодян С. М.	60, 264
михов Е. Д.	139	Смирнов В. И.	414
мишуров А. В.	128	Смирнов Г. В.	250, 255
Могильников А. В.	286	Смирнов Д. Г.	250, 255
Морозов Ю. В.	114, 120	Смирнов С. В.	419, 421

Собко А. А.	538	Черных Р. Е.	270
Соболев П. В.	260	Чертыкова М. В.	572
Солдатов А. В.	221	Чипига А. Ф.	170
Соловьев П. Н.	576, 581	Чупий В. И.	479
Старосек Д. Г.	212	Шакирзянов И. Р.	377
Стахи А. В.	440, 459	Шарафутдинов В. Р.	117
Стахов В. П.	369	Шатров В. А.	179
Столяров А. В.	294	Шахматов А. В.	175
Стукалов Р. В.	505	Шелованова Г. Н.	401
Сулименков А. А.	479	Шобухова Т. А.	535
Суржик Д. И.	3	Шорин А. М.	414
Сутулин А. А.	353	Шостак А. С.	386
Сухоруков М. П.	464	Шугурова К. В.	377
Сухотин В. В.	124, 135	Щербань К. В.	264
Сушкин И. Н.	234	Юдина В. О.	380
Сушков А. А.	31	Юзова В. А.	410
Татаринов В. Н.	9	Юрченко А. В.	226
Тен В. П.	273, 277, 281	Юрьев А. В.	468
Терещенко А. В.	543	Юсов Е. И.	383
Тер-Саркисов Б. О.	145		
Тетерин В. С.	264	Advokatov V. R.	609
Толстихин С. С.	547	Alekseenko I. V.	644
Томилина Н. П.	479	Andyuseva V. G.	605, 607, 620, 630, 633
Трегубов С. И.	406, 444, 468	Angarkhaeva L. K.	609
Тригорлый С. В.	355, 360	Anisimov D. I.	605
Трухина И. С.	468	Aslanvan R. O.	607
Трушинский А. Ю.	482	Bashkuev Y. B.	609
Турбов А. Ю.	551, 555	Buvanova D. G.	609
Туриниев С. В.	97	Erokhin V. V.	613
Турчин В. И.	587, 591	Ershov A. Y.	648
Турчин П П	587 591	Gorbachev Y V	633
Тютюник С. А	212	Grebennikov A V	636
Vглев В А	267	Kashkin V B	625
Уткин Б В	165	Khafizov T R	616
Уфимиев М. Р	595	Kholmatov F F	644
Фатеев А В	377	Kolovsky A R	633
Фелюнин Э.Ю	35	Kolovsky V V	644
Федер В А	128	Kulichkov K A	636
Федяев В. А. Федеер Л. В	550	Kunchkov K. A. Kurbakov V. V	630
Филимонова Ю О	365	Kurbakov V. V.	636
Филимонова Ю. О.	360	Lopin A V	620
$\Phi$ илинок II. A. $\Phi$ или борт A. E	210	Lapin A. T. Lamashka O. V	620
Фильоері А. Е. Фрагар V. О	510	Deniles S. D.	640
$\Psi$ pointer R. O. Verrer D. V	175	Palijko S. P. Dantalazy V. I	640
	173	Palitere ever S. V.	(1( - 25 - 40))
Adiliahob B. D.	39	Polikarpova S. V.	010, 025, 040
	5	Portnova I. Y.	013
лицунов Д. И.	564 272	Sencnenko Y. I.	625
лоденков С. А.	5/5	I iknonenko I. Y.	640
лолматов Ф. Ф.	56/	Y eremenko U. S.	622
цыганков Д. Э.	4/1	Zubarev K. S.	627
черников Д. Ю.	564	Zykina N. S.	636
чернов А. С.	165		

# Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ»

Анализ динамических режимов синтезаторов частот на основе системы	
ИФАПЧ произвольного порядка	
Васильев Г. С., Курилов И. А., Суржик Д. И., Харчук С. М	3
Определение двухпозиционной ЭПР по результатам однопозиционных измере-	
ний на основе теоремы эквивалентности Келла	
Иванова О. Н., Лысов А. В., Пепеляев А. В., Татаринов В. Н	9
Радиосистемы декаметрового диапазона с поляризационной обработкой сигна-	
лов ортогональных антенн в электронных системах отслеживания местополо-	
жения воздушных судов	
Кобзарь В. А	14
Выделение движущегося объекта в видеопотоке при помощи суперпиксельной	
сегментации и поля векторов движения	
Костенкова А. С., Грузман И. С.	20
Фрактальная обработка изображений дистанционного зондирования Земли	
спутниковой системой X-SAR Европейского космического агентства	
Михайлова М. А., Кирпичников А. С., Жохова М. Н., Голиков А. М	24
Автоматический подсчет количества эритроцитов, основанный на преобразо-	
вании Хафа	
Пелепенко Л. Н., Грузман И. С.	27
Командно-телеметрическая система радиосвязи повышенной дальности дейст-	
вия для беспилотных летательных аппаратов	21
Сушков А. А.	31
Нелинейный резонанс в связанных контурах с варикапами	25
Федюнин Э. Ю.	35
Комплексирование ОНЧ-НЧ и УВЧ-СВЧ радиотехнических методов для ин-	
троскопии разломных структур	20
Хаптанов В. Б., Башкуев Ю. Б., Демоелов М. І.	39
Диапазонные полосовые фильтры КВ-диапазона 1–30 МІ ц	4.5
Святец А. А., Саломатов Ю. П.	45

### Секция «УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»

Разработка прикладного программного обеспечения для автоматического рас-	
чета задержки радиосигнала навигационных космических аппаратов в тропо-	
сферном слое	
Гертнер Е. И., Маликов Р. Д., Владимиров В. М	50
Многочастотный радиогелиограф	
Губин А. В., Лесовой С. В., Алтынцев А. Т., Иванов Е. Ф	55
Модель имитатора грубого наведения лазерной системы поиска	
Деева В. С., Слободян С. М	60
Управление траекториями воздушных судов при реализации концепции FREE	
FLIGHT – «СВОБОДНЫЙ ПОЛЁТ»	
Ерохин В. В	63

Сегментация текстурных изображений, основанная на конечнозначной гиб-	
бсовской модели	
Зайцева А. Ю., Васюков В. Н.	
Фазовые и амплитудные сцинтилляции при возмущениях ионосферы	
Катков К. А., Катков Е. К., Пашинцев В. П.	
Исследование влияния рассогласования в линии передачи высокочастотного	
навигационного сигнала при его имитации на оценку времени задержки	
Крат Н. М., Савин А. А.	
Оценка качества нерекурсивного алгоритма помехоподавления для двух спосо-	
бов формирования корреляционной матрицы аддитивной смеси	
Кузьмин Е. В., Вяхирев В. А.	
Обоснование статистической модели изображений средств дистанционного	
зондирования Земли	
Лежанкин Б. В., Малисов Н. П	
ПАВ-фильтры для приемо-передающей радиоаппаратуры	
Малий Н. Ю., Никонова Г. С., Никонов И. В.	
Задача обнаружения сигнала в программно-аппаратном приемнике ГЛОНАСС	
Межетов М. А., Туринцев С. В.	
Повышение помехозащищённости канала синхронизации широкополосных	
систем	
Патрикеев О. В.	1
Исследование динамического алгоритма распределения космических аппаратов	
по станциям наблюдения	
Пустошилов А. С., Валиханов М. М	1
Синтез согласованного фильтра по отсчетам частотной выборки спектра ожи-	
даемого шумоподобного сигнала	
Рудаков Д. Ю., Кузьмин Е. В.	1
Применение web-камеры для детектирования движения	
Сафонов А. В., Морозов Ю. В.	1
Модальное резервирование радиоприемного устройства системы автономной	
навигации космического аппарата	
Шарафутдинов В. Р., Орлов П. Е., Газизов Т. Р.	1
Программное приложение для нахождения границ между слоями земной коры	
Космина М. В., Морозов Ю. В.	1

#### Секция «ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ»

Проблемы развития и внедрения систем связи в северных районах Краснояр-	
ского края	
Басков А. П., Сухотин В. В.	124
Классификация командно-измерительных систем космических аппаратов	
Евстратько В. В., Мишуров А. В.	128
Методы повышения радиационной стойкости оптического волокна для приме-	
нения на борту космического аппарата	
Заичко К. В., Семкин А. О., Ефанов В. И	131
Измерение разности фаз при радиопеленгации в системах спутниковой связи	
Камышникова А. С., Зубов Т. А., Сухотин В. В	135

Комбинирование методов повышения надёжности в вычислительной системе	
Кириченко В. Н., Михов Е. Д.	139
Анализ различий индексов мерцаний навигационных радиосигналов различной	
природы	
Пашинцев В. П., Песков М. В., Киселев Д. П., Тер-Саркисов Б. О	145
Создание перспективного ППУ для БА КИС стандарта ESA/CCSDS с учетом	
импортозамещения	
Петров К. В., Байтеряков А. В.	150
Модель кодека спутниковой системы связи на базе ПО MATLAB	
Румянцева Д. Н., Крупянко А. А., Голиков А. М	154
Выбор построения декодера командно-программной информации	
Сафонов В. Е., Вильданов А. И., Силантьев А. А.	157
Перспективы развития командно-измерительных систем управления космиче-	
скими аппаратами разработки АО «ИСС»	
Рябушкин С. А., Вильданов А. И	161
Модуль для передачи сигналов по цепям питания постоянного тока	
Уткин Б. В., Чернов А. С., Бабанов Д. А.	165
Область применимости аналитического выражения для оценки энергетической	
скрытности низкочастотной системы спутниковой связи	
Чипига А. Ф., Сенокосов М. А., Костюк Д. В., Пашинцев В. П	170
Окружение тестирования СФ-блоков в СНК-процессоре LEON3	
Шахматов А. В., Ханов В. Х.	175
Испытание бортовой аппаратуры командно-измерительной системы в режиме	
измерения дальности	
Шатров В. А., Евстратько В. В., Вильданов А. И	179

## Секция «ПРИБОРОСТРОЕНИЕ»

СВЧ-датчик для измерения времени жизни неравновесных носителей заряда в	
моно- и мультикристаллическом кремнии бесконтактным методом	
Батуркина И. В., Архипов В. Д., Владимиров В. М	182
Применение в составе цифровых прицелов фотоприемников с избыточным	
разрешением	
Голицын А. А	186
Автоматизированный измеритель поверхностного электрического сопротивления	
Долидудко Д. А., Владимиров В. М.	189
Обеспечение бесперебойного питания и фильтрации сети для логических уст-	
ройств	
Зарипов А. Ф.	194
Программно-аппаратный имитатор бортовой системы предупреждения столк-	
новений	
Караченцев В. А.	196
Микропроцессорная система управления станком	
Козин Р. Р., Андреев П. Г.	201
Расчёт и проектирование объёмного резонатора для высокочувствительного	
спектрометра	
Колмаков Р. И., Панкрац А. И.	204
Авиационная автономная энергетическая сеть	
Кузьминых Н. М	207

Модельно-ориентированное проектирование бортовой радиоэлектронной аппа-	
ратуры космических аппаратов	
Леган Ю. Н.	210
Исследование движения потоков газа в лабораторном макете термоанемометра	
Мирзаев Хас. М., Мирзаев Хус. М., Тютюник С. А., Захаров Д. И.,	
Старосек Д. Г., Озеркин Д. В.	212
Разработка и запуск нового солнечного спектрополяриметра (ССМД) для час-	
тотного диапазона 50–500 МГц в у. Бадары (Россия)	
Муратова Н. О., Муратов А. А.	216
Аппаратно-программный комплекс дистанционного мониторинга сердечно-	
сосудистой системы	
Алдонин Г. М., Недбайло А. О., Попов А. С., Солдатов А. В	221
Теплосолнечная установка с концентратором	
Охорзина А. В., Бикбулатов А. С., Юрченко А. В.	226
Катодолюминесцентная лампа с управляемой яркостью свечения	
Пильщиков Н. Н., Казанцев М. Е., Макаров Н. Р., Макарова Ю. В.,	221
	231
Пилинатор А. В. И поличие С. С. Сиросор С. В. Сушини И. Ц.	224
Пичкалев А. Б., Красненко С. С., Сизасов С. Б., Сушкин И. П	234
перагерцовый приемопередатчик Викоруст П. Т. Корторов Б. Б. Викимов В. В. Зараников В. С.	227
Гукосуев Д. Г., Кастаева Е. Г., Гыжков Г. Б., Засемков Б. С	237
моделирование модуля оценки отношения сигнал/шум в радиоприемном уст-	
	240
Силанться А. А., Михлин Е. Ю., Вильданов А. И., Кузьмин Е. В	240
применение ультразвука для контроля границы раздела воздух – расплав алю-	
	245
Индикинонный способ и прибор контроля эмадерой изонянии проволов	243
Судение Способ и приоор контроля эмалевой изоляции проводов	250
Смирнов Г. Б., Смирнов Д. Г.	230
Славнов Г. В. Смариов Л. Г.	255
Смирнов Г. Б., Смирнов Д. Г	255
Соболев П. В. Если А.Ю	260
ЭМ-сорместимое управление дарлением в бортором трубопроволе	200
Тетерии В С Секанёв А Ф. Шербани К В. Леера В С. Споболян С М	264
Утопнение метолики оценки показателей налёжности ралиоэлектронных при-	204
боров с использованием гистограммных вышислений	
	267
Проектирорацие приемопередающего устройства для беспилотного детатель -	207
ного аппарата на лиапазон по 1 ГГи	
Uppully P E Goep H M Enefermiticop $\Delta$ B	270
Контроль технологических дараметров электролизеров Содерберга	270
Автахутлинов Л Р Нохрин Ю С Тен В П Громыко А И	273
Контроль активного сопротивления и обратной ЭЛС алюминиевого электроли-	215
зера	
Нефелов И Е Тен В П Громыко А И	277
Электромагнитный датчик для контроля токораспределения в анодном и ка-	277
толном узлах алюминиевых электролизеров	
Тен В. П., Громыко А. И.	281

# Секция «СВЧ-ТЕХНОЛОГИИ, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА»

Повышение точности численного решения параболического волнового уравнения	
Акулиничев Ю. П., Колединцева М. А., Могильников А. В.	286
Программное обеспечение для обработки результатов измерения электрофизи-	
ческих параметров материалов в прямоугольном многомодовом резонаторе	
Артемова Е. П., Гаврилов Д. Ю., Кочеткова Т. Д.	290
Оценка направленных свойств конформной активной фазированной антенной	
решетки РЛС аэростатного базирования	
Артюх А. С., Малугин К. А., Вахтин Р. Ю., Столяров А. В.	294
Микрополосковый фильтр на кольцевых резонаторах	-
Бабурин А. С. Лексиков А. А	299
Разработка устройства управления СВЧ-латчиком-лальномером с использова-	_//
нием платформы ARDUINO UNO со встроенным микроконтроллером	
ATMEGA328	
Берлюгин А. И. Мешеряков В. А	302
Устройство для определения наклона большой оси поляризационного эллипса	502
ралиоволны	
Болотский А. А. Неулакин А. А.	306
Антенная система ралиоволнового сканирования	500
Васильев И О Максимов А В Фильберт А Е	310
Исспедование максимума напряжения сверукороткого импульса в микрополос-	510
ковой С-секции при изменении её плины	
Газизов Р. Р. Заболоцкий А. М	315
Исспедование возможности применения двухзвенной микрополосковой струк-	515
туры в качестве латчика ФМР	
Говорун И В Лексиков А А Лексиков Ан А	320
Молелирование коротковолновой антенны V-типа с учетом автоматического	520
антенного тюнера	
Лемаков А В Каймонов О С Газизов Т Т	324
Молецирование процесса СВЧ-сушки лиэнектрика метолом эквивалентных схем	521
Мантуров А. О. Лунаева Т. Ю	327
Исспедование ортомодового селектора	521
Крылов Ю В Лапин А Ю	332
Экспериментальные исследования лиэлектрических свойств полимерной глины	552
в СВЧ-лиапазоне лля электротехнологической установки 3D-печати	
Машков И В Кожевников В Ю	335
Анализ влияния технологической оснастки на радиотехнические характеристи-	555
ки зеркальной антенны	
Мухин А. В. Ломанов С. К	338
Исспелование плоских коротких шелевых антенн микроволнового лиапазона и	550
влияния угла раскрыва на их электролинамические характеристики	
Заярный В П Парпула С А	342
Прямоугольный резонатор для измерения диэлектрической проницаемости	512
композитов на основе многостенных углеролных нанотрубок	
Попиванова А. С. Качусова А. О. Лоценко О. А.	347
Полосно-пропускающий фильтр со сверхширокой полосой заграждения на ос-	JTI
нове многопроволниковых полосковых резонаторов	
Савишников М О Басков А П Сержантов А М	350
Cubilitinition 111. 0., Ductob 11. 11., Cepituli 10b 11. 111	550

Содержани	e
-----------	---

Комплексные волны в круглых волноводах с многослойным заполнением Сутулин А. А., Жуков А. А.	353
Разработка энергоэффективных СВЧ рабочих камер для термообработки кера-	
МИКИ	
Тригорлый С. В., Кожевников В. Ю., Захаров В. В	355
СВЧ-технологии термообработки диэлектриков на базе системы интеллекту-	
ального управления технологическими режимами	
Тригорлый С. В., Джема Д. В.	360
Дольф-чебышевские амплитудные распределения линейных антенных решёток	
с максимальным коэффициентом использования поверхности раскрыва для за-	
данного уровня боковых лепестков	
Филимонова Ю. О., Лайко К. А.	365
Сравнительный анализ радиочастотных иммитансных логических элементов	
Филинюк Н. А., Лищинская Л. Б., Войцеховская О. В., Стахов В. П	369
СВЧ-фильтры с широкой полосой заграждения на основе двумерных электро-	
магнитных кристаллов	
Ходенков С. А., Боев Н. М.	373
Измерение координат фазового центра рупорной антенны	
Шакирзянов И. Р., Куроптев П. Д., Шугурова К. В., Левяков В. В., Фатеев А. В.	377
Методические СВЧ электротермические установки	
Юдина В. О., Архангельский Ю. С.	380
Способ обеспечения равномерного размораживания в СВЧ-печи	
Юсов Е. И., Давыдов Д. А	383
Обнаружение обледенений на поверхности самолетов методом сверхшироко-	
полосного зондирования	
Абулкасымов М. М., Исаинова М. И., Шостак А. С	386
Способ коррекции фазового спектра БПФ, вычисляемого по алгоритму Кули –	
Тьюки	
Дранишников А. С., Саломатов Ю. П.	389
Оптимизация параметров четырех- и пятипроводных модальных фильтров для	
защиты от сверхкоротких импульсов	
Белоусов А. О., Заболоцкий А. М., Газизов Т. Р	392
Анализ возможностей использования сигналов круговой поляризации в метео-	
рологических радиолокаторах	
Рудометова А. С., Масалов Е. В	397

### Секция «ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И НАНОЭЛЕКТРОНИКА»

Оптимизация процесса формирования нанокомпозитной структуры на основе	
полного факторного эксперимента	
Авилов Н. Е., Шелованова Г. Н.	401
Расчет входных и выходных параметров транзистора в Х-диапазоне	
Баранов О. Ю., Симачев В. К., Трегубов С. И.	406
Моделирование в радиочастотном диапазоне потерь в диэлектрических	
пленках	
Буковец В. Е., Меркушев Ф. Ф., Юзова В. А	410

Методика и аппаратный комплекс для измерения компонент теплового сопро-	
тивления мощных светодиодных матриц	
Гавриков А. А., Шорин А. М., Смирнов В. И.	414
Определение толщины промежуточного слоя пленка – подложка методом спек-	
тральной эллипсометрии	
Зайцева Е. И., Ипатова Е. О., Смирнов С. В.	419
Исследование тонких пленок Ta <sub>2</sub> O <sub>5</sub> методом спектральной эллипсометрии	
Зайцева Е. И., Ипатова Е. О., Смирнов С. В	421
Терморегулирующие покрытия для космических аппаратов	
Зинкевич А. С., Патрушева Т. Н.	424
Наноструктурные La <sub>0.8</sub> Sr <sub>0.2</sub> MnO <sub>3</sub> защитные покрытия на металлических под-	
ложках	
Карелина Л. Е., Федяев В. А., Патрушева Т. Н.	428
Анализ целостности сигналов и проблемы создания и верификации IBIS-	
моделей	
Каленчиц Ю. А., Левицкий А. А.	432

## Секция 7. «КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»

Автоматизированное рабочее место контроля параметров переменных резисто-
ров
Емельянов А. С., Андреев П. Г.
Разработка администратора базы данных коэффициентов математических мо-
делей интенсивностей отказов ЭКБ
Зотов А. Н., Кулыгин В. Н., Стахи А. В., Жаднов В. В
Разработка аварийного радиомаяка САС БПЛА
Клешнина С. А., Трегубов С. И.
Сравнительный анализ методик оценки надежности электромеханических эле-
ментов
Лушпа И. Л., Жаднов В. В
Исследование математических моделей стойкости ИС к воздействию ЭСР
Малинова О. Е., Жаднов В. В
Методика прогнозирования долговечности аппаратного модуля антенной
системы
Стахи А. В., Зотов А. Н., Жаднов В. В
Повышение эффективности проектирования радиоэлектронной аппаратуры
Сухоруков М. П.
Разработка блока питания и поджига высоковольтного тиратрона
Трухина И. С., Юрьев А. В., Трегубов С. И
Автоматизация модифицируемости проектных решений на уровне сборочных
единиц
Цыганков Д. Э., Похилько А. Ф.
Технологии переработки печатных плат
Селиванов А. С., Барашков В. А.
Проблемы получения нанокомпозиции ферроферригидрозоля методом элек-
тролиза
Сулименков А. А., Чупий В. И., Томилина Н. П.

#### Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ, ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СЕТИ»

Коммутирующий беспроводной модуль на базе программируемого микроконтроллера Беднин Н. А., Трущинский А. Ю. 482 Квалиметрия гибридного мягкого контроля крупногабаритных трансформируемых антенн космических аппаратов Бикеев Е. В., Коловский Ю. В. 485 Ортогональная модель сетей связи Гутковская О. Л., Пономарев Д. Ю. 488 Исследование воздействий на сети передачи данных Закиров В. И., Ковалева А. А., Пономарев Д. Ю. 495 Количественные оценки энтропии на основе упорядоченной последовательности отношений вероятностей, заданных априорно Калабухов Е. Р., Бульбик Я. И. 500 Механизмы управления трафиком в инфокоммуникационных сетях Ковалева А. А., Пономарев Д. Ю. 502 Решение задачи маршрутизация в mesh-сетях Колесников С. С., Миндибеков Д. С., Стукалов Р. В., Гаипов К. Э. 505 Качественный анализ распределения статистических характеристик трафика мультисервисной сети доступа Максин Р. В., Батенков К. А. 510 Исследование температурных воздействий на оптический кабель Мехтиев А. Д., Биличенко А. П., Нешина Е. Г. 514 Исследование изгибных потерь волоконно-оптического кабеля 519 Мехтиев А. Д., Нешина Е. Г., Биличенко А. П. Обзор технологии ОТТ-ТV и перспективы ее развития в Красноярском крае Михайленко Я. В. 524 Современные проблемы электромагнитной безопасности в мобильных сетях связи Михеева К. Н., Заленская М. К. 528 Развитие функций сетевой архитектуры WiMAX: обзор релизов Мустафаев Р. В., Бульбик Я. И. 532 Использование фазированных антенных решеток в технологии 5G Новикова Е. А., Шобухова Т. А., Абдрахманова Г. И. 535 Система сбора и обработки данных климатической экранированной темкамеры Осинцев А. В., Собко А. А., Комнатнов М. Е. 538 О межспутниковой оптической связи, ключевом направлении технологической платформы «Национальная информационная спутниковая система» Терещенко А. В., Коловский Ю. В. 543 Решение задачи определения минимального числа маршрутов между парами источник – приемник при заданном распределении трафика Толстихин С. С., Гаипов К. Э. 547 Исследование распределения трафика в сетях SDN методом тензорного анализа Турбов А. Ю., Пономарев Д. Ю. 551 Анализ методов обеспечения QOS в сетях SDN Турбов А. Ю., Пономарев Д. Ю. 555

Анализ зависимости интенсивности поступающей нагрузки на линии сети свя-	
зи с коммутацией пакетов от интенсивности поступающих заявок в эту сеть	
Федяев Д. В., Батенков К. А.	559
Сравнительная характеристика систем радиодоступа в задачах организации	
связи с подвижными объектами	
Хицунов Д. И., Черников Д. Ю.	564
Когнитивные технологии информационной безопасности удаленных транзак-	
ций при голосовой идентификации	
Холматов Ф. Ф., Коловский Ю. В.	567
Разработка комплексной системы связи для малонаселенных районов Севера и	
Востока РФ	
Чертыкова М. В., Громыко А. И.	572

#### Секция «ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ МАТЕРИАЛЫ МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКИ»

Магнитные характеристики тонких пленок пермаллоя, изготовленных при не-	
большом отклонении потока осаждаемых атомов от нормали к подложкам	
Соловьев П. Н., Беляев Б. А.	576
Двухмагнонные процессы релаксации в тонких пленках с периодически моду-	
лированной поверхностью	
Соловьев П. Н., Беляев Б. А.	581
Оптическая генерация ультразвуковых импульсов в пьезоэлектриках	
La <sub>3</sub> Ga <sub>5</sub> SiO <sub>14</sub> и ZnO	
Турчин П. П., Рычков И. М., Турчин В. И., Блинов И. В	587
Упругие свойства монокристаллов YAl <sub>3</sub> (BO <sub>3</sub> ) <sub>4</sub>	
Турчин П. П., Турчин В. И., Рычков И. М., Блинов И. В	591
Влияние органического топлива на магнитную анизотропию наноразмерных	
порошков гексаферрита бария, полученных методом золь-гель горения	
Уфимцев М. Р., Журавлев В. А.	595
Исследование электромагнитного отклика композиционных материалов на ос-	
нове порошка феррита Z-типа и многослойных углеродных нанотрубок в тера-	
герцовом диапазоне частот	
Фролов К. О., Дорожкин К. В., Доценко О. А.	600

# Секция «СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (АНГЛИЙСКИЙ ЯЗЫК)»

Ultra-Wideband Signals in Communication Systems	
Anisimov D. I., Andyuseva V. G.	605
Design, Development and Study of Compact Solar Simulator	
Aslanyan R. O., Panteleev V. I., Andyuseva V. G.	607
The Prediction Map of Geoelectric Sections of Australia	
Bashkuev Y. B., Angarkhaeva L. K., Buyanova D. G., Advokatov V. R	609
Method of Automatic Power Control in Synchronous Multiple-Access Systems	
Erokhin V. V., Portnova T. Y.	613

Center Khafizov T. R., Polikarpova S. V Development of the Bandpass Filter Lapin A. Y., Andyuseva V. G Quality of Service Ensuring Using Dynamic Tensor Model with Support of Different Flow Classes in Telecommunication Networks Lemeshko O. V., Yeremenko O. S	The Control System of TV and Radio Broadcasting in the Regional Broadcasting	
<ul> <li>Khafizov T. R., Polikarpova S. V.</li> <li>Development of the Bandpass Filter</li> <li>Lapin A. Y., Andyuseva V. G.</li> <li>Quality of Service Ensuring Using Dynamic Tensor Model with Support of Different</li> <li>Flow Classes in Telecommunication Networks</li> <li>Lemeshko O. V., Yeremenko O. S.</li> <li>Modernization of the Atmospheric Vertical Profiling Radar by Using High Performance PCI Board Based on XILINX Virtex-6 FPGA</li> <li>Senchenko Y. I., Kashkin V. B., Polikarpova S. V.</li> <li>Broadband Techniques for Reflectarray Antennas</li> <li>Zubarev R. S.</li> <li>Overview Topologies for NOC (Network On Chip)</li> <li>Kurbakov V. V., Andyuseva V. G.</li> <li>States of Quantum Particle in Two-Dimensional Lattices</li> <li>Gorbachev Y. V., Kolovsky A. R., Andyuseva V. G.</li> <li>Dual-Frequency Method of Determining Signal Delay in the Ionosphere from the</li> <li>Difference of the Increments of the Phase Pseudorange for L1 and L2</li> <li>Kulichkov K. A., Zykina N. S., Grebennikov A. V., Kuznetsova N. O.</li> <li>Group Delay as a Feature of Signal Source Validity</li> <li>Tikhonenko I. Y., Panjko S. P., Polikarpova S. V.</li> <li>Cognitive Technologies of Information Security Voice Identification for Remote</li> <li>Banking Transactions</li> <li>Kholmatov F. F., Kolovsky Y. V., Alekseenko I. V.</li> </ul>	Center	
<ul> <li>Development of the Bandpass Filter Lapin A. Y., Andyuseva V. G.</li> <li>Quality of Service Ensuring Using Dynamic Tensor Model with Support of Different Flow Classes in Telecommunication Networks Lemeshko O. V., Yeremenko O. S.</li> <li>Modernization of the Atmospheric Vertical Profiling Radar by Using High Perfor- mance PCI Board Based on XILINX Virtex-6 FPGA Senchenko Y. I., Kashkin V. B., Polikarpova S. V.</li> <li>Broadband Techniques for Reflectarray Antennas Zubarev R. S.</li> <li>Overview Topologies for NOC (Network On Chip) Kurbakov V. V., Andyuseva V. G.</li> <li>States of Quantum Particle in Two-Dimensional Lattices Gorbachev Y. V., Kolovsky A. R., Andyuseva V. G.</li> <li>Dual-Frequency Method of Determining Signal Delay in the Ionosphere from the Difference of the Increments of the Phase Pseudorange for L1 and L2 Kulichkov K. A., Zykina N. S., Grebennikov A. V., Kuznetsova N. O.</li> <li>Group Delay as a Feature of Signal Source Validity Tikhonenko I. Y., Panjko S. P., Polikarpova S. V.</li> <li>Cognitive Technologies of Information Security Voice Identification for Remote Banking Transactions Kholmatov F. F., Kolovsky Y. V., Alekseenko I. V.</li> <li>The Possibility of Using Antenna Array for Ground Control Station Ershov A. Y.</li> </ul>	Khafizov T. R., Polikarpova S. V.	61
Lapin A. Y., Andyuseva V. G Quality of Service Ensuring Using Dynamic Tensor Model with Support of Different Flow Classes in Telecommunication Networks Lemeshko O. V., Yeremenko O. S Modernization of the Atmospheric Vertical Profiling Radar by Using High Perfor- mance PCI Board Based on XILINX Virtex-6 FPGA Senchenko Y. I., Kashkin V. B., Polikarpova S. V Broadband Techniques for Reflectarray Antennas Zubarev R. S Overview Topologies for NOC (Network On Chip) Kurbakov V. V., Andyuseva V. G States of Quantum Particle in Two-Dimensional Lattices Gorbachev Y. V., Kolovsky A. R., Andyuseva V. G Dual-Frequency Method of Determining Signal Delay in the Ionosphere from the Difference of the Increments of the Phase Pseudorange for L1 and L2 Kulichkov K. A., Zykina N. S., Grebennikov A. V., Kuznetsova N. O Group Delay as a Feature of Signal Source Validity Tikhonenko I. Y., Panjko S. P., Polikarpova S. V Cognitive Technologies of Information Security Voice Identification for Remote Banking Transactions Kholmatov F. F., Kolovsky Y. V., Alekseenko I. V The Possibility of Using Antenna Array for Ground Control Station Ershov A. Y	Development of the Bandpass Filter	
<ul> <li>Quality of Service Ensuring Using Dynamic Tensor Model with Support of Different Flow Classes in Telecommunication Networks Lemeshko O. V., Yeremenko O. S.</li> <li>Modernization of the Atmospheric Vertical Profiling Radar by Using High Perfor- mance PCI Board Based on XILINX Virtex-6 FPGA Senchenko Y. I., Kashkin V. B., Polikarpova S. V.</li> <li>Broadband Techniques for Reflectarray Antennas Zubarev R. S.</li> <li>Overview Topologies for NOC (Network On Chip) Kurbakov V. V., Andyuseva V. G.</li> <li>States of Quantum Particle in Two-Dimensional Lattices Gorbachev Y. V., Kolovsky A. R., Andyuseva V. G.</li> <li>Dual-Frequency Method of Determining Signal Delay in the Ionosphere from the Difference of the Increments of the Phase Pseudorange for L1 and L2 Kulichkov K. A., Zykina N. S., Grebennikov A. V., Kuznetsova N. O.</li> <li>Group Delay as a Feature of Signal Source Validity Tikhonenko I. Y., Panjko S. P., Polikarpova S. V.</li> <li>Cognitive Technologies of Information Security Voice Identification for Remote Banking Transactions Kholmatov F. F., Kolovsky Y. V., Alekseenko I. V.</li> <li>The Possibility of Using Antenna Array for Ground Control Station Ershov A. Y.</li> </ul>	Lapin A. Y., Andyuseva V. G.	62
<ul> <li>Flow Classes in Telecommunication Networks Lemeshko O. V., Yeremenko O. S.</li> <li>Modernization of the Atmospheric Vertical Profiling Radar by Using High Performance PCI Board Based on XILINX Virtex-6 FPGA Senchenko Y. I., Kashkin V. B., Polikarpova S. V.</li> <li>Broadband Techniques for Reflectarray Antennas Zubarev R. S.</li> <li>Overview Topologies for NOC (Network On Chip) Kurbakov V. V., Andyuseva V. G.</li> <li>States of Quantum Particle in Two-Dimensional Lattices Gorbachev Y. V., Kolovsky A. R., Andyuseva V. G.</li> <li>Dual-Frequency Method of Determining Signal Delay in the Ionosphere from the Difference of the Increments of the Phase Pseudorange for L1 and L2 Kulichkov K. A., Zykina N. S., Grebennikov A. V., Kuznetsova N. O.</li> <li>Group Delay as a Feature of Signal Source Validity Tikhonenko I. Y., Panjko S. P., Polikarpova S. V.</li> <li>Cognitive Technologies of Information Security Voice Identification for Remote Banking Transactions Kholmatov F. F., Kolovsky Y. V., Alekseenko I. V.</li> <li>The Possibility of Using Antenna Array for Ground Control Station Ershov A. Y.</li> </ul>	Quality of Service Ensuring Using Dynamic Tensor Model with Support of Different	
<ul> <li>Lemeshko O. V., Yeremenko O. S.</li> <li>Modernization of the Atmospheric Vertical Profiling Radar by Using High Performance PCI Board Based on XILINX Virtex-6 FPGA Senchenko Y. I., Kashkin V. B., Polikarpova S. V.</li> <li>Broadband Techniques for Reflectarray Antennas Zubarev R. S.</li> <li>Overview Topologies for NOC (Network On Chip) Kurbakov V. V., Andyuseva V. G.</li> <li>States of Quantum Particle in Two-Dimensional Lattices Gorbachev Y. V., Kolovsky A. R., Andyuseva V. G.</li> <li>Dual-Frequency Method of Determining Signal Delay in the Ionosphere from the Difference of the Increments of the Phase Pseudorange for L1 and L2 Kulichkov K. A., Zykina N. S., Grebennikov A. V., Kuznetsova N. O.</li> <li>Group Delay as a Feature of Signal Source Validity Tikhonenko I. Y., Panjko S. P., Polikarpova S. V.</li> <li>Cognitive Technologies of Information Security Voice Identification for Remote Banking Transactions Kholmatov F. F., Kolovsky Y. V., Alekseenko I. V.</li> <li>The Possibility of Using Antenna Array for Ground Control Station Ershov A. Y.</li> </ul>	Flow Classes in Telecommunication Networks	~
<ul> <li>Modernization of the Atmospheric Vertical Profiling Radar by Using High Performance PCI Board Based on XILINX Virtex-6 FPGA Senchenko Y. I., Kashkin V. B., Polikarpova S. V.</li> <li>Broadband Techniques for Reflectarray Antennas Zubarev R. S.</li> <li>Overview Topologies for NOC (Network On Chip) Kurbakov V. V., Andyuseva V. G.</li> <li>States of Quantum Particle in Two-Dimensional Lattices Gorbachev Y. V., Kolovsky A. R., Andyuseva V. G.</li> <li>Dual-Frequency Method of Determining Signal Delay in the Ionosphere from the Difference of the Increments of the Phase Pseudorange for L1 and L2 Kulichkov K. A., Zykina N. S., Grebennikov A. V., Kuznetsova N. O.</li> <li>Group Delay as a Feature of Signal Source Validity Tikhonenko I. Y., Panjko S. P., Polikarpova S. V.</li> <li>Cognitive Technologies of Information Security Voice Identification for Remote Banking Transactions Kholmatov F. F., Kolovsky Y. V., Alekseenko I. V.</li> <li>The Possibility of Using Antenna Array for Ground Control Station Ershov A. Y.</li> </ul>	Lemeshko O. V., Yeremenko O. S.	62
<ul> <li>Senchenko Y. I., Kashkin V. B., Polikarpova S. V.</li> <li>Broadband Techniques for Reflectarray Antennas Zubarev R. S.</li> <li>Overview Topologies for NOC (Network On Chip) Kurbakov V. V., Andyuseva V. G.</li> <li>States of Quantum Particle in Two-Dimensional Lattices Gorbachev Y. V., Kolovsky A. R., Andyuseva V. G.</li> <li>Dual-Frequency Method of Determining Signal Delay in the Ionosphere from the Difference of the Increments of the Phase Pseudorange for L1 and L2 Kulichkov K. A., Zykina N. S., Grebennikov A. V., Kuznetsova N. O.</li> <li>Group Delay as a Feature of Signal Source Validity Tikhonenko I. Y., Panjko S. P., Polikarpova S. V.</li> <li>Cognitive Technologies of Information Security Voice Identification for Remote Banking Transactions Kholmatov F. F., Kolovsky Y. V., Alekseenko I. V.</li> <li>The Possibility of Using Antenna Array for Ground Control Station Ershov A. Y.</li> </ul>	Modernization of the Atmospheric Vertical Profiling Radar by Using High Perfor- mance PCI Board Based on XILINX Virtex-6 FPGA	
<ul> <li>Broadband Techniques for Reflectarray Antennas Zubarev R. S.</li> <li>Overview Topologies for NOC (Network On Chip) Kurbakov V. V., Andyuseva V. G.</li> <li>States of Quantum Particle in Two-Dimensional Lattices Gorbachev Y. V., Kolovsky A. R., Andyuseva V. G.</li> <li>Dual-Frequency Method of Determining Signal Delay in the Ionosphere from the Difference of the Increments of the Phase Pseudorange for L1 and L2 Kulichkov K. A., Zykina N. S., Grebennikov A. V., Kuznetsova N. O.</li> <li>Group Delay as a Feature of Signal Source Validity Tikhonenko I. Y., Panjko S. P., Polikarpova S. V.</li> <li>Cognitive Technologies of Information Security Voice Identification for Remote Banking Transactions Kholmatov F. F., Kolovsky Y. V., Alekseenko I. V.</li> <li>The Possibility of Using Antenna Array for Ground Control Station Ershov A. Y.</li> </ul>	Senchenko Y. I., Kashkin V. B., Polikarpova S. V.	62
<ul> <li>Zubarev R. S.</li> <li>Overview Topologies for NOC (Network On Chip) Kurbakov V. V., Andyuseva V. G.</li> <li>States of Quantum Particle in Two-Dimensional Lattices Gorbachev Y. V., Kolovsky A. R., Andyuseva V. G.</li> <li>Dual-Frequency Method of Determining Signal Delay in the Ionosphere from the Difference of the Increments of the Phase Pseudorange for L1 and L2 Kulichkov K. A., Zykina N. S., Grebennikov A. V., Kuznetsova N. O.</li> <li>Group Delay as a Feature of Signal Source Validity Tikhonenko I. Y., Panjko S. P., Polikarpova S. V.</li> <li>Cognitive Technologies of Information Security Voice Identification for Remote Banking Transactions Kholmatov F. F., Kolovsky Y. V., Alekseenko I. V.</li> <li>The Possibility of Using Antenna Array for Ground Control Station Ershov A. Y.</li> </ul>	Broadband Techniques for Reflectarray Antennas	
<ul> <li>Overview Topologies for NOC (Network On Chip) Kurbakov V. V., Andyuseva V. G.</li> <li>States of Quantum Particle in Two-Dimensional Lattices Gorbachev Y. V., Kolovsky A. R., Andyuseva V. G.</li> <li>Dual-Frequency Method of Determining Signal Delay in the Ionosphere from the Difference of the Increments of the Phase Pseudorange for L1 and L2 Kulichkov K. A., Zykina N. S., Grebennikov A. V., Kuznetsova N. O.</li> <li>Group Delay as a Feature of Signal Source Validity Tikhonenko I. Y., Panjko S. P., Polikarpova S. V.</li> <li>Cognitive Technologies of Information Security Voice Identification for Remote Banking Transactions Kholmatov F. F., Kolovsky Y. V., Alekseenko I. V.</li> <li>The Possibility of Using Antenna Array for Ground Control Station Ershov A. Y.</li> </ul>	Zubarev R. S.	62
<ul> <li>Kurbakov V. V., Andyuseva V. G.</li> <li>States of Quantum Particle in Two-Dimensional Lattices</li> <li>Gorbachev Y. V., Kolovsky A. R., Andyuseva V. G.</li> <li>Dual-Frequency Method of Determining Signal Delay in the Ionosphere from the</li> <li>Difference of the Increments of the Phase Pseudorange for L1 and L2</li> <li>Kulichkov K. A., Zykina N. S., Grebennikov A. V., Kuznetsova N. O.</li> <li>Group Delay as a Feature of Signal Source Validity</li> <li>Tikhonenko I. Y., Panjko S. P., Polikarpova S. V.</li> <li>Cognitive Technologies of Information Security Voice Identification for Remote</li> <li>Banking Transactions</li> <li>Kholmatov F. F., Kolovsky Y. V., Alekseenko I. V.</li> <li>The Possibility of Using Antenna Array for Ground Control Station</li> <li>Ershov A. Y.</li> </ul>	Overview Topologies for NOC (Network On Chip)	
<ul> <li>States of Quantum Particle in Two-Dimensional Lattices Gorbachev Y. V., Kolovsky A. R., Andyuseva V. G.</li> <li>Dual-Frequency Method of Determining Signal Delay in the Ionosphere from the Difference of the Increments of the Phase Pseudorange for L1 and L2 Kulichkov K. A., Zykina N. S., Grebennikov A. V., Kuznetsova N. O.</li> <li>Group Delay as a Feature of Signal Source Validity Tikhonenko I. Y., Panjko S. P., Polikarpova S. V.</li> <li>Cognitive Technologies of Information Security Voice Identification for Remote Banking Transactions Kholmatov F. F., Kolovsky Y. V., Alekseenko I. V.</li> <li>The Possibility of Using Antenna Array for Ground Control Station Ershov A. Y.</li> </ul>	Kurbakov V. V., Andyuseva V. G.	63
<ul> <li>Gorbachev Y. V., Kolovsky A. R., Andyuseva V. G.</li> <li>Dual-Frequency Method of Determining Signal Delay in the Ionosphere from the Difference of the Increments of the Phase Pseudorange for L1 and L2</li> <li>Kulichkov K. A., Zykina N. S., Grebennikov A. V., Kuznetsova N. O.</li> <li>Group Delay as a Feature of Signal Source Validity</li> <li>Tikhonenko I. Y., Panjko S. P., Polikarpova S. V.</li> <li>Cognitive Technologies of Information Security Voice Identification for Remote Banking Transactions</li> <li>Kholmatov F. F., Kolovsky Y. V., Alekseenko I. V.</li> <li>The Possibility of Using Antenna Array for Ground Control Station Ershov A. Y.</li> </ul>	States of Quantum Particle in Two-Dimensional Lattices	
<ul> <li>Dual-Frequency Method of Determining Signal Delay in the Ionosphere from the Difference of the Increments of the Phase Pseudorange for L1 and L2 Kulichkov K. A., Zykina N. S., Grebennikov A. V., Kuznetsova N. O.</li> <li>Group Delay as a Feature of Signal Source Validity Tikhonenko I. Y., Panjko S. P., Polikarpova S. V.</li> <li>Cognitive Technologies of Information Security Voice Identification for Remote Banking Transactions Kholmatov F. F., Kolovsky Y. V., Alekseenko I. V.</li> <li>The Possibility of Using Antenna Array for Ground Control Station Ershov A. Y.</li> </ul>	Gorbachev Y. V., Kolovsky A. R., Andyuseva V. G.	63
<ul> <li>Difference of the Increments of the Phase Pseudorange for L1 and L2 Kulichkov K. A., Zykina N. S., Grebennikov A. V., Kuznetsova N. O.</li> <li>Group Delay as a Feature of Signal Source Validity Tikhonenko I. Y., Panjko S. P., Polikarpova S. V.</li> <li>Cognitive Technologies of Information Security Voice Identification for Remote Banking Transactions Kholmatov F. F., Kolovsky Y. V., Alekseenko I. V.</li> <li>The Possibility of Using Antenna Array for Ground Control Station Ershov A. Y.</li> </ul>	Dual-Frequency Method of Determining Signal Delay in the Ionosphere from the	
<ul> <li>Kulichkov K. A., Zykina N. S., Grebennikov A. V., Kuznetsova N. O.</li> <li>Group Delay as a Feature of Signal Source Validity Tikhonenko I. Y., Panjko S. P., Polikarpova S. V.</li> <li>Cognitive Technologies of Information Security Voice Identification for Remote Banking Transactions Kholmatov F. F., Kolovsky Y. V., Alekseenko I. V.</li> <li>The Possibility of Using Antenna Array for Ground Control Station Ershov A. Y.</li> </ul>	Difference of the Increments of the Phase Pseudorange for L1 and L2	
<ul> <li>Group Delay as a Feature of Signal Source Validity Tikhonenko I. Y., Panjko S. P., Polikarpova S. V.</li> <li>Cognitive Technologies of Information Security Voice Identification for Remote Banking Transactions Kholmatov F. F., Kolovsky Y. V., Alekseenko I. V.</li> <li>The Possibility of Using Antenna Array for Ground Control Station Ershov A. Y.</li> </ul>	Kulichkov K. A., Zykina N. S., Grebennikov A. V., Kuznetsova N. O	63
Tikhonenko I. Y., Panjko S. P., Polikarpova S. V. Cognitive Technologies of Information Security Voice Identification for Remote Banking Transactions Kholmatov F. F., Kolovsky Y. V., Alekseenko I. V. The Possibility of Using Antenna Array for Ground Control Station Ershov A. Y.	Group Delay as a Feature of Signal Source Validity	
Cognitive Technologies of Information Security Voice Identification for Remote Banking Transactions Kholmatov F. F., Kolovsky Y. V., Alekseenko I. V The Possibility of Using Antenna Array for Ground Control Station Ershov A. Y	Tikhonenko I. Y., Panjko S. P., Polikarpova S. V.	64
<ul><li>Banking Transactions</li><li>Kholmatov F. F., Kolovsky Y. V., Alekseenko I. V.</li><li>The Possibility of Using Antenna Array for Ground Control Station</li><li>Ershov A. Y.</li></ul>	Cognitive Technologies of Information Security Voice Identification for Remote	
Kholmatov F. F., Kolovsky Y. V., Alekseenko I. V The Possibility of Using Antenna Array for Ground Control Station Ershov A. Y	Banking Transactions	
The Possibility of Using Antenna Array for Ground Control Station Ershov A. Y.	Kholmatov F. F., Kolovsky Y. V., Alekseenko I. V.	64
Ershov A. Y.	The Possibility of Using Antenna Array for Ground Control Station	
	Ershov A. Y.	64
Список авторов	Список авторов	65