

---

---

# ДОКЛАДЫ БГУИР

---

---

**Выходит два раза в квартал**

Научный журнал издается с января 2003 года

**Главный редактор М.П. Батура**

**Редакционная коллегия:**

**А.П. Кузнецов** (зам. главного редактора),  
**Л.М. Лыньков** (зам. главного редактора),

**Т.В. Борботько** (ответственный секретарь),  
**В.Е. Борисенко, С.Е. Карпович, Н.Т. Квасов, В.К. Конопелько,**  
**А.А. Кураев, В.А. Лабунов, В.В. Муравьев, Р.Х. Садыхов**

**Редакционный совет:**

**И.И. Абрамов, В.Е. Агабеков, В.В. Баранов, А.И. Белоус, И.В. Боднар, С.В. Бордусов, С.В. Гапоненко, В.В. Голенков, В.Ф. Голиков, А.Л. Гурский, Л.И. Гурский, А.П. Достанко, В.А. Емельянов, И.Е. Зуйков, В.М. Колешко, Ф.Ф. Комаров, Ф.П. Коршунов, С.П. Кундас, В.А. Куренев, В.И. Курмашев, Н.И. Листопад, С.В. Лукьянец, В.Е. Матюшков, Л.И. Минченко, Ф.И. Пантелеенко, А.А. Петровский, В.А. Пилипенко, С.Л. Прищепа, А.М. Русецкий, В.А. Сокол, Н.К. Толочко, А.А. Хмыль, В.В. Цегельник, В.А. Чердынцев, Г.П. Яблонский, В.Н. Ярмолик**

*АДРЕС РЕДАКЦИИ:*

220013, Минск, ул. П. Бровки, б, к. 325

293-88-41

[doklady@bsuir.by](mailto:doklady@bsuir.by)

[www.doklady.bsuir.by](http://www.doklady.bsuir.by)

## СОДЕРЖАНИЕ

*ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОФИЗИКА, РАДИОТЕХНИКА, ИНФОРМАТИКА*

<b>Кураев А.А., Колосов С.В., Синицын А.К.</b> Способ измерения ультравысокой собственной добротности сверхпроводящего резонатора на основе возбуждения его электронным потоком .....	5
<b>Гурский Л.И., Каланда Н.А., Чобот А.Н., Суходолов Ю.В., Чобот Г.М., Киреев П.Н.</b> Процессы десорбции кислорода в высокоплотном лантан-стронциевом манганите $La_{0,6}Sr_{0,4}MnO_{3-\delta}$ .....	11
<b>Живицкая Е.Н.</b> Топологические свойства сложных логистических систем.....	18
<b>Мордачев В.И.</b> Электромагнитная нагрузка на территорию в неоднородной радиоэлектронной обстановке .....	23
<b>Джамаль Саад Омер, Цикман И.М., Беляев Ю.В.</b> Влияние сетчатобразных материалов на коэффициент спектральной яркости объектов при различных углах наблюдения.....	32
<b>Зеленин В.А.</b> Контроль остаточных напряжений в структурах Si-SiO <sub>2</sub> .....	37
<b>Сокол В.А., Шиманович Д.Л., Литвинович Г.В.</b> Технологические приемы формирования Al-Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> микроструктур для мощных электромеханических систем .....	44

<b>Галушка С.В., Али Альхамруни Мухамед, Насонова Н.В., Позняк А.А.</b> Исследование влияния природы и концентрации различных наполнителей гибких экранов электромагнитного излучения на их экранирующие характеристики в СВЧ диапазоне: II. Растворы хлоридов, сульфатов и комбинированные растворы солей .....	50
<b>Хмарский П.А., Солонар А.С.</b> Особенности реализации адаптивных дискретных фильтров Калмана при косвенных измерениях .....	57
<b>Баркова Е.А.</b> Анализ условий существования решений задачи Коши для дифференциальных уравнений с дробными производными. ....	64
<b>Конопелько В.К., Хоанг З.Н.</b> Идентификация ошибок БЧХ-кодами с использованием основных и дополняющих норм синдромов.....	69
<b>Бильдюк Д.М., Саломатин С.Б.</b> Декодирование нелинейного помехоустойчивого кода на базе криптографического алгоритма Rijndael.....	75
<b>Бунас В.Ю., Глуценко Д.В., Урядов В.Н.</b> Влияние нелинейных искажений на встречный канал приема в пассивных оптических системах, вызванных вынужденным рассеянием Мандельштама–Бриллюэна.....	81
<b>Королькова О.И., Козел В.М., Горбачев К.Л.</b> Методика расчета углов ориентации антенн передатчика и приемника помехи при анализе ЭМС РЭС .....	88
<b>Горшков С.А., Оргиш П.И.</b> Алгоритм синтеза геометрической структуры антенной решетки МІМО РЛС .....	93
<b>Быков Р.В., Гейстер С.Р.</b> Результаты экспериментальных исследований дульной волны выстрела из стрелкового оружия при однопозиционном приеме .....	100
<b>ПРИЛОЖЕНИЕ</b> .....	106

Учредитель: учреждение образования  
"Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники"

Редактор Т. В. МИРОНЕНКО  
Компьютерный дизайн и вёрстка О. В. БОЙПРАВ

Подписано в печать 03.12.2012. Формат 60×84 1/8. Гарнитура "Таймс". Бумага офсетная.  
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 13,02. Уч.-изд. л. 12,8. Тираж 130 экз. Заказ 627.  
Индекс для индивидуальной подписки 00787.  
Индекс для ведомственной подписки 007872.

Отпечатано в БГУИР. ЛП № 02330/0494175 от 03.04.2009. 220013, г. Минск, ул. П. Бровки, 6.

Издатель: учреждение образования "Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники".  
Свидетельство о государственной регистрации средства массовой информации № 1087 от 23.01.2010.

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2012

---

---

# DOKLADY BGUIR

---

---

**Published twice quarterly**

The journal has been published since January, 2003

**Editor-In-Chief M.P. Batura**

*ADDRESS OF EDITORIAL OFFICE*

220013, Minsk, P. Brovka Str., 6, Room 325

293-88-41

[doklady@bsuir.by](mailto:doklady@bsuir.by)

[www.doklady.bsuir.by](http://www.doklady.bsuir.by)

## CONTENTS

### *ELECTRONICS, RADIOPHYSICS, RADIOENGINEERING, INFORMATICS*

<b>Kurayev A.A., Kolosov S.V., Sinitsyn A.K.</b> Measurement method of ultrahigh own Q-factor of the superconducting cavity based on electron beam excitations .....	5
<b>Gurskii L.I., Kalanda N.A., Chobot A.N., Sukhodolov Yu.V., Chobot G.M., Kireev P.N.</b> Processes of oxygen desorption in high-density lanthanum-strontium manganite $\text{La}_{0.6}\text{Sr}_{0.4}\text{MnO}_{3-\delta}$ .....	11
<b>Zhivitskaya H.N.</b> Topological properties of complicated logistical systems .....	18
<b>Mordachev V.I.</b> Terrestrial electromagnetic filling in nonhomogeneous radio-electronic environment .....	23
<b>Jamal Saad Omer, Tsykman I.M., Belyaev Y.V.</b> Effect of net-materials on the spectral radiance factor of the objects for different viewing angles .....	32
<b>Zelenin V.A.</b> Control of residual stresses in structures Si-SiO <sub>2</sub> .....	37
<b>Sokol V.A., Shimanovich D.L., Litvinovich G.V.</b> Technological techniques of Al-Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> microstructures formation for powerful electromechanical systems .....	44
<b>Halushka S.V., Ali Alhamruni Muhamed, Nasonova N.V., Poznyak A.A.</b> Investigation of influence of nature and concentration of various fillers for EM-shields upon their shielding effectiveness on microwave: II. Chloride, sulfate solutions and their combinations .....	50
<b>Khmarski P.A., Solonar A.S.</b> Features of adaptive extended Kalman filter implementations .....	57
<b>E.A. Barkova</b> Analysis of existence of solutions of the Cauchy problem for differential equations with fractional derivatives .....	64
<b>Konopelko V.K., Hoang D.N.</b> Identification of errors with BCH codes using basics and complementary norms of syndromes .....	69
<b>Bildziuk D.M., Salomatin S.B.</b> Decoding of the nonlinear error control code on the basis of cryptographic algorithm of Rijndael .....	75

<b>Bunas V.Y., Glushchenko D.V., Uryadov V.N.</b> Impact of stimulated Mandel'shtam–Brillouin scattering on the receive channel in passive optical systems .....	81
<b>Korolkova O.I., Kozel V.M., Gorbachev K.L.</b> Calculation methods of orientation angles of transmitter and noise receiver antennas in analysis of electromagnetic compatibility .....	88
<b>Gorshkov S.A., Orgish P.I.</b> Synthesis algorithm of geometrical structure of MIMO radar antenna array .....	93
<b>Bykov R.V., Heister S.R.</b> Results of the experimental research of small arms muzzle shot wave in a case of monostatic reception .....	100
<i>SUPPLEMENT</i> .....	106

**ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОФИЗИКА, РАДИОТЕХНИКА, ИНФОРМАТИКА**

УДК 621.384.6

**СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ УЛЬТРАВЫСОКОЙ СОБСТВЕННОЙ ДОБРОТНОСТИ СВЕРХПРОВОДЯЩЕГО РЕЗОНАТОРА НА ОСНОВЕ ВОЗБУЖДЕНИЯ ЕГО ЭЛЕКТРОННЫМ ПОТОКОМ**

А.А. КУРАЕВ, С.В. КОЛОСОВ, А.К. СИНИЦЫН

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь**Поступила в редакцию 10 сентября 2012*

Предложен прецизионный метод измерения ультравысоких собственных добротностей сверхпроводящих резонаторов, основанный на возбуждении колебаний в резонаторе электронным потоком. При таком измерении резонатор не связан с какими-либо внешними СВЧ-цепями: его собственная добротность определяется по потере мощности электронного потока, которая может быть измерена с высокой точностью.

*Ключевые слова:* измерение добротности, сверхпроводящие резонаторы.

**Введение**

Измерение ультравысоких собственных добротностей сверхпроводящих резонаторов линейных ускорителей является трудноразрешимой проблемой традиционных СВЧ-методов [1–3]. Во-первых, требуется аппаратура с уникальными в настоящее время параметрами разрешения. Например, при резонансной частоте резонатора  $f_0=1,3 \cdot 10^9$  Гц девиация частоты питающего генератора не должна превышать  $n \cdot 1,3 \cdot 10^3$  Гц (!), где  $n\%$  – допустимая погрешность в определении добротности [1]. Во-вторых, при рассматриваемых величинах добротности порядка  $10^{10}$  измеряемые добротности по инкременту затухания и по ширине резонансной кривой различаются по определению. В-третьих, вносимую внешнюю добротность, определяемую связью резонатора с внешними измерительными цепями, необходимо точно учесть для перерасчета собственной добротности по результатам измерений, что не всегда возможно.

В предлагаемом методе эти проблемы снимаются за счет того что:

- 1) прецизионная СВЧ-аппаратура не требуется;
- 2) исследуемый резонатор полностью автономен, т.е. не связан с какими-либо внешними СВЧ-цепями;
- 3) добротность определяется по потере мощности электронным потоком и по пусковому току, которые могут быть измерены с высокой точностью.

Кроме того, определяемая добротность имеет тот же смысл, что и при работе резонатора в ускорителе, а электронный поток расположен точно так же, как ускоряемый поток электронов, т.е. связь потока с полем резонатора та же, что и в ускорителе.

Схема измерений представлена на рисунке.

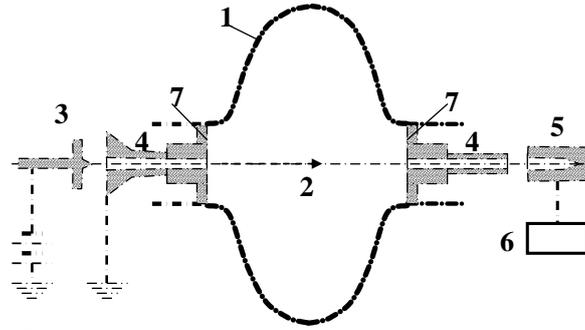


Рис. 1. Схема измерения добротности резонатора

1 – сверхпроводящий резонатор; 2 – осевой игольчатый электронный поток; 3 – инжектор электронов; 4 – трубки дрейфа с диаметром, во много раз меньшим критического для волн  $E_{01}$ ; 5 – коллектор электронов; 6 – измеритель мощности электронного пучка; 7 – сверхпроводящие крышки резонатора

На схеме не показаны: криогенная и фокусирующая электронный поток системы, а также вакуумная оболочка и изоляторы.

### Методика измерений

Будем исходить из «энергетического» определения добротности, соответствующего принципу использования резонатора в линейном ускорителе:

$$Q_v = \frac{\omega_v W_v(A)}{P_{\text{ПВ}}(A)}, \quad (1)$$

где  $Q_v$  – добротность резонатора на  $v$ -типе колебаний,  $\omega_v = 2\pi f_v$  – резонансная частота колебания,  $W_v(A)$  – запасенная энергия электромагнитного поля в резонаторе на  $v$ -типе при заданной амплитуде колебаний  $A$ ,  $P_{\text{ПВ}}(A)$  – мощность потерь в стенках (включая торцевые крышки) при той же амплитуде  $A$ . В свою очередь

$$P_{\text{ПВ}}(A) = P_{cv} + P_{kv} = P_{cv}(1 + \alpha), \quad \alpha = P_{kv} / P_{cv}. \quad (2)$$

где  $P_{cv}$  – мощность потерь в стенках резонатора,  $P_{kv}$  – мощность потерь в торцевых крышках.

Из (1), (2) следует определение собственной добротности резонатора

$$Q_{vc} = Q_v(1 + \alpha). \quad (3)$$

Коэффициент  $\alpha$  устанавливается при расчете полей в резонаторе с торцевыми крышками.

Рассмотрим резонатор с рабочим симметричным типом  $E_{0ij}$  колебания, который наиболее часто используется в ускорителях. В этом случае запасенная энергия может быть выражена через одну магнитную компоненту поля в виде [4,5]:

$$\omega_v W_v = 3,46 \cdot 10^8 \cdot A^2 \cdot \frac{W}{A_0^2} \int \dot{B}_\phi^0{}^2 dV_p, \quad (4)$$

где  $A = \frac{e \cdot \max |E'_z|}{m_0 \omega_0 c}$  – безразмерная амплитуда поля,  $E'_z(z)$  – распределение электрической ком-

поненты поля на оси,  $\dot{B}_\phi^0(r, z) = \frac{e \cdot \dot{B}_\phi^{\prime 0}}{m_0 \omega_0}$  – распределение безразмерной магнитной компоненты

поля, рассчитанной при некоторой амплитуде  $A_0$  и резонансной частоте  $\omega$ ;  $e$ ,  $m_0$  – заряд и масса электрона,  $\omega_0$  – базовая частота, выбранная при переходе к безразмерным переменным, все геометрические размеры масштабированы как  $(r, z, L) = (r', z', L') \cdot \omega_0 / c$ , где  $c$  – скорость света,

$W = \omega / \omega_0$ ,  $\omega$  – рабочая частота колебаний резонатора (обычно  $\omega = \omega_v$ ),  $V_p$  – объем резонатора в единицах  $c/\omega_0$  (штрихом помечены размерные переменные, имеющие одинаковое написание с безразмерными). Обозначим квадрат нормы собственного колебания как  $\|\vec{E}^0\|^2 = \frac{W}{A_0^2} \int_{V_p} \dot{B}_\phi^0{}^2 dV_p$ .

В результате такого перехода к безразмерным величинам получим выражение зависимости полной добротности от амплитуды в виде

$$Q_v = 3,46 \cdot 10^8 \|\vec{E}^0\|^2 \cdot \frac{A^2}{P_{\Pi v}(A)}. \quad (5)$$

Но в соответствии со схемой измерений на рис.1 резонатор автономен, и при возбуждении его электронным потоком в одной из зон монотронной генерации [6,7] вся теряемая потоком мощность расходуется только на потери в стенках резонатора с крышками, т.е.

$$P_{\Pi v}(A) = \eta_e(A) \cdot I_0 V_0, \quad (6)$$

где  $\eta_e$  – электронный КПД монотрона,  $I_0$ ,  $V_0$  – ток и ускоряющее напряжение пучка, причем амплитуда  $A$  определяется соотношением (5).

Величину  $\eta_e$  и связанное с ней напряжение пучка  $V_0$  несложно рассчитать при найденном предварительно по методике [4,5] нормированном распределении поля на оси  $E_z^0(z) = E_z(z) / A_0$ , используя безразмерные одномерные уравнения движения электронов [7]

$$\frac{d\beta_i}{dz} = -\frac{A \cdot E_z^0(z)}{\beta_i \gamma_i^3}; \quad \frac{d\theta_i}{dz} = \frac{W}{\beta_i}; \quad \beta_i(0) = \beta_0; \quad \theta_i(0) = 2\pi \cdot i; \quad (7)$$

$$\eta_e(z) = \frac{1}{N_e} \sum_{i=1}^{N_e} \frac{\gamma_0 - \gamma_i(z)}{\gamma_0 - 1}; \quad \gamma_i = 1 / \sqrt{1 - \beta_i^2}; \quad \gamma_0 = 1 / \sqrt{1 - \beta_0^2}; \quad i = 1..N_e.$$

Здесь  $\beta_i = v_i / c$ ,  $v_i$  – скорость электронов,  $\theta_i = \omega_0 t_i$  – угол пролета электроном сечения  $z$ ,  $t_i$  – время пролета,  $N_e$  – количество крупных частиц-электронов используемых при расчете, напряжение пучка связано с  $\beta_0$  как  $V_0 = \frac{m_0 c^2}{e} (\gamma_0 - 1)$ , функция группировки рассчитывается

$$\text{как } G_r(z) = \frac{1}{N_e} \sqrt{\left( \sum_{i=1}^{N_e} \cos \theta_i \right)^2 + \left( \sum_{i=1}^{N_e} \sin \theta_i \right)^2}.$$

Рассчитав по уравнениям (7) амплитуду  $A$  и напряжение  $V_0$ , при которых достигается максимальное значение  $\eta_e$  в одной из зон монотронной генерации  $\eta_e^{\max} = \max \eta_e(A, V_0)$ , получим основное определяющее соотношение между добротностью резонатора и током пучка

$$Q_v = 3,46 \cdot 10^8 \|\vec{E}^0\|^2 \frac{A^2}{\eta_e^{\max}(A, V_0) \cdot V_0} / I_{\max} = \alpha_{IQ} / I_{\max}. \quad (8)$$

Итак, методика измерений  $Q_v$  в соответствии со схемой рис. 1 состоит в следующем. Находится по предварительному расчетному значению  $V_0$  первая зона генерации путем постепенного увеличения тока  $I_0$ . При этом используется следующий факт: в измерителе мощности пучка будет регистрироваться линейная зависимость  $P(I_0)/I_0 = V_0 = \text{const}$ . При достижении зоны генерации обнаруживается, что  $P(I_0) < I_0 V_0$ . Затем подстраивается  $I_0$  на  $\max \eta_e$ . Значение  $I_0 = I_{\max}$  в точке, соответствующей  $\eta_e^{\max}$  используется для определения  $Q_v$  по формуле (8).

Еще одна важная характеристика генератора – пусковой ток  $I_{\text{start}}$ . Он рассчитывается из условия возникновения колебаний при  $A \rightarrow 0$ . Поэтому дополнительная проверка полученного значения  $Q_v$  проводится по величине наблюдаемого пускового тока  $I_{\text{start}}$ . В этом случае предварительно рассчитывается значение  $\alpha_{IQ}^{\text{start}} = 3,46 \cdot 10^8 \left\| \vec{E}^0 \right\|^2 \frac{A^2}{V_0 \eta_e(A)} \Big|_{A \rightarrow 0}$  и добротность пересчитывается по формуле  $Q_v = \alpha_{IQ}^{\text{start}} / I_{\text{start}}$ .

### Анализ зон генерации и расчет коэффициентов $\alpha_{IQ}$ и $\alpha_{IQ}^{\text{start}}$

Для определенности рассмотрим конкретный тип резонатора линейного ускорителя электронов и позитронов, разработанный в лаборатории FermiLab. Подробные данные расчета полей в этом резонаторе приведены в [4,5]. Рабочий тип колебаний в нем –  $E_{011}$ , резонансная частота  $f_v = 1,3$  ГГц. Профиль резонатора и его параметры размерные (в мм) и безразмерные приведены на рисунке.

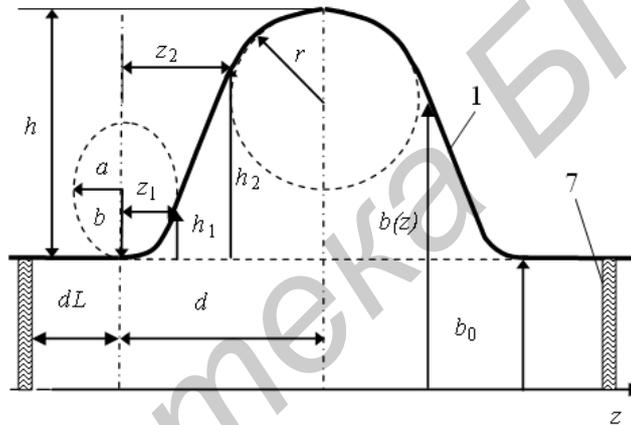


Рис.2. Профиль внутренней поверхности резонатора

#### Параметры резонатора

	$b_0$	$h$	$d$	$a$	$b$	$r$
$\bar{b}/p$	1,06128	1,7547	1,625	0,245	0,3484	1,143
мм	39,00	64,45	59,7	9,0	12,8	42,00

На рис. 3 приведены характеристики монодрона: зависимости величин  $E_z^0(z)$ ,  $\eta_e(z)$  и  $G_r(z)$  при значениях  $A$  и  $V_0$ , соответствующих максимуму первой зоны генерации, когда крышки 7 придвинуты вплотную к резонатору.

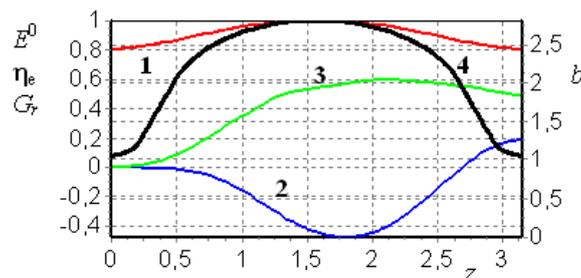


Рис.3. Характеристики монодрона при значениях  $A$  и  $V_0$ , соответствующих максимуму первой зоны генерации: 1 –  $E^0$ , 2 –  $\eta_e$ , 3 –  $Gr$ ; 4 –  $bW=0,990151$

$$A = 0,15; \eta_e^{\text{max}} = 0,18; V_0 = 50186[\text{B}]; \left\| \vec{E}^0 \right\|^2 = 16,4; \alpha_{IQ} = 14348; \alpha_{IQ}^{\text{start}} = 8896.$$

В этом варианте, добротности  $Q_v = 10^{10}$  соответствует ток  $I_{\max} \approx 1,4 \cdot 10^{-6}$  А и мощность пучка на входе  $P = I_{\max} V_0 = 0,072$  Вт. На выходе пучок будет иметь мощность  $P = 0,059$  Вт,  $I_{\text{start}} \approx 0,62 I_{\max}$ .

Расчет показал, что величина коэффициента  $\alpha$  в формуле (3) для этого варианта (крышки 7 придвинуты вплотную) максимальна и равна  $\alpha = 0,0018$ . По мере отодвигания крышек 7 этот коэффициент уменьшается до нуля при  $dL > 2$ .

На рисунке приведены характеристики этого варианта для второй зоны генерации.

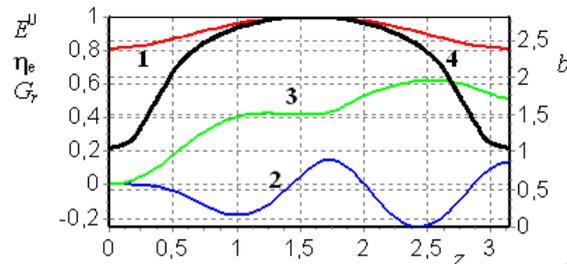


Рис.4. Характеристики монотрона при  $\alpha = 0,0018$ : 1 –  $E^0$ ; 2 –  $\eta_e$ ; 3 –  $Gr$ ; 4 –  $b$   
 $A = 0,046$ ;  $\eta_e^{\max} = 0,13$ ;  $V_0 = 13466$  [В];  $\|\bar{E}^0\|^2 = 16,4$ ;  $\alpha_{IQ} = 6658$ ;  $\alpha_{IQ}^{\text{start}} = 3196$

При переходе на вторую зону генерации коэффициент  $\alpha_{IQ}$  уменьшается вдвое,  $I_{\text{start}} = 0,48 I_{\max}$ .

На рис. 5 приведены характеристики монотрона для первой зоны генерации когда крышки отодвинуты на  $dL = 0,5$ .

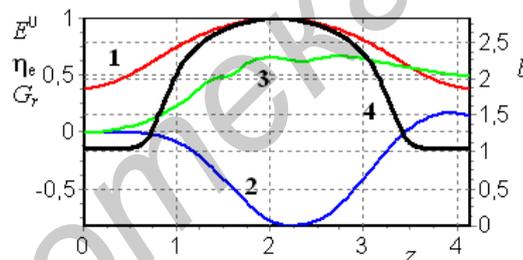


Рис.5. Характеристики монотрона для первой зоны генерации:  
 1 –  $E^0$ ; 2 –  $\eta_e$ ; 3 –  $Gr$ ; 4 –  $b$

$$A = 0,30; \eta_e^{\max} = 0,14; V_0 = 70505 \text{ [В]}; \|\bar{E}^0\|^2 = 17,5; \alpha_{IQ} = 55783; \alpha_{IQ}^{\text{start}} = 48531$$

Значение коэффициента  $\alpha_{IQ}$  возросло в 5 раз. Добротности  $Q_v = 10^{10}$  соответствует ток  $I_{\max} = 5,6 \cdot 10^{-6}$  А и мощность пучка на входе  $P = 0,39$  Вт. На выходе пучок будет иметь мощность  $P = 0,33$  Вт,  $I_{\text{start}} = 0,87 I_{\max}$ .

На рисунке приведены характеристики этого варианта для второй зоны генерации.

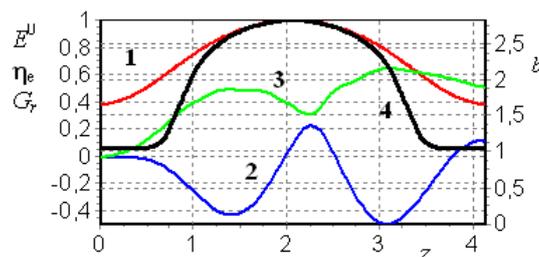


Рис.6. Характеристики монотрона для второй зоны генерации  
 1 –  $E^0$ ; 2 –  $\eta_e$ ; 3 –  $Gr$ ; 4 –  $b$ ;  $W = 1,003$

$$A = 0,14; \eta_e^{\max} = 0,11; V_0 = 23398 \text{ [В]}; \|\bar{E}^0\|^2 = 17,5; \alpha_{IQ} = 45561; \alpha_{IQ}^{\text{start}} = 27792$$

При переходе на вторую зону генерации коэффициент  $\alpha_{IQ}$  уменьшается,  
 $I_{\text{start}} = 0,61I_{\text{max}}$ .

### Заключение

Проведенные расчеты подтверждают реализуемость предложенной методики измерений сверхвысоких уровней добротности ( $Q$  более  $10^9$ ) полых сверхпроводящих резонаторов на симметричных  $E$ -модах.

## MEASUREMENT METHOD OF ULTRAHIGH OWN Q-FACTOR OF THE SUPERCONDUCTING CAVITY BASED ON ELECTRON BEAM EXCITATIONS

A.A. KURAYEV, S.V. KOLOSOV, A.K. SINITSYN

### Abstract

The precise method of measurement of ultrahigh own Q-factors of the superconducting cavity, based on excitation of oscillations in the cavity by an electronic beam is offered. At such measurement the resonator is not coupled to any external microwave chains, its own Q-factor is determined on a power loss of an electronic beam which can be measured with a high accuracy.

### Список литературы

1. Звонарев И.А., Севрюкова Л.М. Измерение электрофизических параметров сверхпроводящих ускоряющих СВЧ-резонаторов. М., 1999.
2. Диденко А.Н. Сверхпроводящие волноводы и резонаторы. М., 1973.
3. Диденко А.Н., Севрюкова Л.М., Ятис А.А. Сверхпроводящие СВЧ-структуры. М., 1981.
4. Кижлай И.Н., Колосов С.В., Кураев А.А., и др. // Матер. 21-ой Межд. конф. «КрыМиКо». Севастополь, 2011. С. 285–286.
5. Azaryan N.S., Kolosov S.V., Kurayev A.A., et.al. // PHYSICS of PARTICLES AND NUCLEI LETTERS. 2012. Vol.9, № 2. P.150–162.
6. Калинин В.И., Герштейн Г.М. Введение в радиофизику. М: ГИТТЛ, 1957.
7. Кураев А.А., Синицын А.К // Радиотехника и электроника. 1997. Т.42, №2. С. 214–219.

УДК 621.315.592

## ПРОЦЕССЫ ДЕСОРБЦИИ КИСЛОРОДА В ВЫСОКОПЛОТНОМ ЛАНТАН СТРОНЦИЕВОМ МАНГАНИТЕ $\text{La}_{0.6}\text{Sr}_{0.4}\text{MnO}_{3-\delta}$

Л.И. ГУРСКИЙ<sup>1</sup>, Н.А. КАЛАНДА<sup>2</sup>, А.Н. ЧОБОТ<sup>2</sup>, Ю.В. СУХОДОЛОВ<sup>3</sup>, Г.М. ЧОБОТ<sup>4</sup>,  
П.Н. КИРЕЕВ<sup>5</sup>

<sup>1</sup>Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П.Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь

<sup>2</sup>Научно-практический центр Национальной академии наук Беларуси по материаловедению  
П.Бровки, 19, Минск, 220072, Беларусь

<sup>3</sup>Военная академия Республики Беларусь  
Минск, 220057, Беларусь

<sup>4</sup>Белорусский государственный аграрный технический университет  
пр. Независимости, 99, Минск, 220023, Беларусь

<sup>5</sup>Институт порошковой металлургии Национальной академии наук Беларуси  
Платонова, 41, Минск, 220005, Беларусь

Поступила в редакцию 24 февраля 2012

Рассмотрены особенности формирования физико-химических свойств манганита состава  $\text{La}_{0.6}\text{Sr}_{0.4}\text{MnO}_{3-\delta}$ . В процессе выделения кислорода из  $\text{La}_{0.6}\text{Sr}_{0.4}\text{MnO}_{3-\delta}$  при различных температурах, скоростях нагрева и парциальных давлениях кислорода существует два минимума тока титрования, зависящих от скорости нагрева и парциального давления кислорода. Экстремумы тока титрования, по-видимому, обусловлены разрывами связей между анионами, находящимися в двух различных формах, и четырехвалентным марганцем. Первая форма – это сверхстехиометрический кислород, частично компенсирующий присутствие катионов  $\text{Mn}^{4+}$ . Вторая форма – кислород, восстанавливающий электронейтральность при введении  $\text{Sr}^{2+}$ . При изменении концентрации кислородных дефектов в анионной подрешетке  $\text{La}_{0.6}\text{Sr}_{0.4}\text{MnO}_{3-\delta}$  изменяется и энергия активации диффузии кислорода в интервале  $0,0024 \leq \delta \leq 0,0031$ . Минимальное значение энергии активации при  $p_{\text{O}_2} = 5$  Па составляет 241 кДж/моль. При  $p_{\text{O}_2} = 150$  Па и  $\delta = 0,004$  она возрастает до ~ 273 кДж/моль. Концентрационная зависимость энергии активации диффузии кислорода обосновывается образованием напряженного слоя, расположенного вблизи поверхности зерен, обедненных кислородом и одновременно являющимся буфером для его диффузии.

**Ключевые слова:** физико-химические свойства, лантан-стронциевый манганит, ток титрования, десорбция кислорода, парциальное давление, распределение кислорода, анионы, катионы, энергия связи, обменное взаимодействие, нульмерные дефекты, энергия активации.

### Введение

Физико-химические свойства манганитов состава  $\text{La}_x\text{R}_{1-x}\text{MnO}_{3-\delta}$  (где  $R$  – редкоземельный элемент) в значительной степени зависят от количества кислорода, влияющего на степень окисления марганца и электронный обмен между  $\text{Mn}^{3+}$  и  $\text{Mn}^{4+}$  ( $\text{Mn}^{3+}$  и  $\text{Mn}^{4+}$  с электронными конфигурациями  $t_{2g}^3 e_g^0$  ( $S=3/2$ ) и  $t_{2g}^3 e_g^1$  ( $S=2$ ) соответственно) [1–4]. Искажения кристаллической решетки, обусловленные дефектностью в анионной подрешетке, влияют на связи и простран-

ственное расположение цепочек  $Mn^{4+}-O-Mn^{3+}$ , изменяя величину обменного взаимодействия, зависящего как от перекрытия электронных орбиталей, так и от угла связей между ними. В этом случае при изменении величин недостатка кислорода  $\delta$  и валентности катионов Mn происходят изменения знака обменной константы  $J_{n,n+p}$ , входящей в гамильтониан гейзенберговского вида:  $H_{cx} = \frac{1}{2} \sum_{n,p} J_{n,n+p} S_n S_{n+p}$ , где спины  $S_n$  и  $S_{n+p}$  катионов  $n$  и  $n+p$  расположены в ближайших соседних узлах. При этом величина константы  $J_{n,n+p}$  определяется сверхобменным взаимодействием через  $p_\sigma$ - и  $p_\pi$ - состояния анионов  $O^{2-}$  [5–7].

Одной из важных проблем синтеза манганитов является получение плотных и механически прочных материалов заданного состава. Обычные режимы синтеза не позволяют устранить открытую и закрытую пористость синтезируемых манганитов и получать их с плотностью, близкой к теоретическим значениям  $\rho \geq 0,95 \rho_{теор}$  [8]. Синтез манганитов спеканием под давлением позволяет получать образцы с высокой плотностью, но с большими искажениями структуры и образованием различного типа дефектов [9–10]. В этом случае содержание кислорода в манганите не будет стехиометрическим.

Исследование взаимозависимости между условиями оптимального насыщения, а также распределения кислорода в анионной подрешетке и воспроизводимостью механических, электрофизических и магниторезистивных характеристик материалов, позволит повысить длительность ресурса эксплуатации сенсорных устройств, изготавливаемых на основе высокоплотных лантан-стронциевых манганитов.

### Методика эксперимента

Для синтеза соединения  $La_xR_{1-x}MnO_{3-\delta}$  использовались оксиды металлов  $La_2O_3$ ,  $Mn_2O_3$  и карбонат стронция  $SrCO_3$  марки «ОСЧ». Смесь исходных компонентов стехиометрического состава тщательно перемешивалась, а затем сушилась при температуре 370 К. Влага удалялась в термоустановке при выдержке смеси в течение 10 часов при температуре 1120 К. Температура поддерживалась с помощью регулятора температуры РИФ-101 и контролировалась Pt–Pt/Rh (10%) термопарой с точностью  $\pm 0,5$  К. Предварительный отжиг осуществлялся в воздушной среде при  $T=1170$  К в течение 18 ч, после чего для повышения степени дисперсности шихты использовался вторичный помол. Полученный порошок прессовался с усилием 30 МПа в таблетки диаметром 10 мм и толщиной 4–5 мм. Таблетки подвергались термообработке в воздушной среде при  $T=1770$  К в течение 3 часов с последующим охлаждением в режиме выключенной термоустановки. Рентгеновские спектры регистрировались с использованием установки ДРОН-3 в  $CuK_\alpha$ -излучении. Фазовый состав продуктов твердофазного синтеза определялся с методом рентгенофазового анализа (РФА) и базы данных ICSD–PDF2 (Release 2000).

Десорбция кислорода из  $La_xR_{1-x}MnO_{3-\delta}$  изучалась на кулонометрическом измерительном комплексе ОХУЛИТ (SensoTech, ФРГ) при парциальном давлении кислорода ( $p_{O_2}$ ) в интервале  $5 \leq p_{O_2} \leq 150$  Па [7]. Условием термодинамического равновесия служило совпадение массы образца при одинаковых температурах при нагреве и охлаждении. Масса образцов контролировалась взвешиванием с точностью  $\pm 3 \cdot 10^{-5}$  г. Образцы  $La_xR_{1-x}MnO_{3-\delta}$  нагревались со скоростями 180, 300, 420, 540 и 660 К/ч в интервале 300–1270 К в токе смеси газов аргона и кислорода, выдерживались до установления соответствия их температуры с температурой газовой среды, а затем охлаждались до комнатной температуры. На основании анализа содержания кислорода

рассчитывались изменения значений недостатка кислорода  $\delta$  по формуле:  $\delta = k \int_{t_1}^{t_2} (I_D - I_0) dt$ ,

где  $k$  – постоянная величина, совпадающая с электрохимическим эквивалентом кислорода,  $I_0$  – базовый ток титрования,  $I_D$  – текущий ток титрования.

### Результаты и обсуждение

Временные зависимости тока титрования  $I_D$  и кислородного индекса ( $3-\delta$ ) при нагреве образцов до температуры 1270 К со скоростями 180 К/ч и 660 К/ч представлены на рис. 1 и 2.

При  $p_{O_2} \leq 100$  Па наблюдался слабовыраженный первый минимум  $\min I_{D, 180K/ч}$  (1) с плавным переходом на второй, более выраженный  $\min I_{D, 180K/ч}$  (2), который выделился в самостоятельный экстремум при парциальном давлении кислорода  $p_{O_2} = 5$  Па и температуре  $T\{\min I_{D, 180K/ч} 1\} = 1070$  К. Температура второго минимума при парциальных давлениях кислорода  $p_{O_2}$  соответственно 50, 100 и 150 Па была  $T\{\min I_{D, 180K/ч} (2)\} = 1270$  К, а при  $p_{O_2} = 5$  Па –  $T\{\min I_{D, 180K/ч} 2\} = 1200$  К.

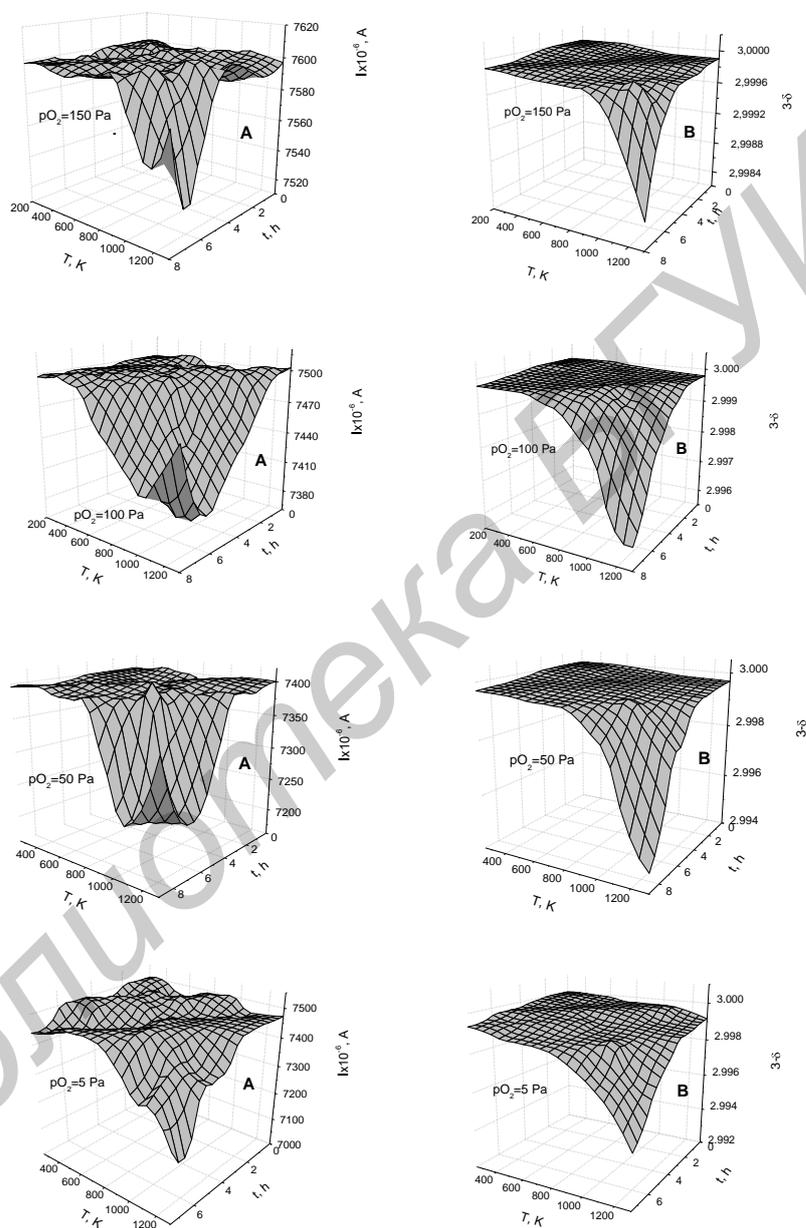
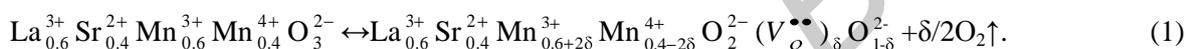


Рис. 1. Изменение тока титрования (1)–(А) и величины кислородного индекса (3– $\delta$ )–(В) образцов  $La_{0.6}Sr_{0.4}MnO_{3-\delta}$  при нагреве со скоростью 180 К/ч и различных парциальных давлениях кислорода  $p_{O_2}$

При рассмотрении количества десорбируемого кислорода при нагреве от 300 К до 1270 К и выдержке до установления термодинамического равновесия образца с газовой фазой обнаружено, что значения (3– $\delta$ ) при нагреве от 300 К до 1270 К увеличивались с понижением  $p_{O_2}$ , при этом при  $p_{O_2} < 100$  Па скорость выделения кислорода уменьшалась. Такая зависимость изменения кислородного индекса (3– $\delta$ ) обусловлена особенностями диффузии кислорода в  $La_{0.6}Sr_{0.4}MnO_{3-\delta}$  при различных парциальных давлениях кислорода [11].

При увеличении скорости нагрева до  $v_{\text{нагр}}=660$  К/ч значения  $(3-\delta)$  в интервале температур 300–1270 К уменьшались и выходили на насыщение при уменьшении парциальных давлений кислорода  $p_{\text{O}_2}$  соответственно 150, 100, 50 Па, а при  $p_{\text{O}_2}=5$  Па и после 100-минутной выдержки значения кислородного индекса  $(3-\delta)$  не достигали насыщения (см. рис.2). В этом случае кроме первого минимума тока титрования обнаружен второй минимум при температуре  $T\{\min I_{D660\text{К/ч}} 2\} = 1215$  К. Значения температур  $T\{\min I_{D660\text{К/ч}} 2\} = 1215$  К и  $T\{\min I_{D660\text{К/ч}} 1\} = 1090$  К не опускались ниже только при  $p_{\text{O}_2}=5$  Па с плавным переходом на более выраженный минимум при 1270К и давлениях  $p_{\text{O}_2}$  соответственно 50, 100, 150 Па. С понижением парциального давления кислорода значение температуры  $T\{\max I_{D660\text{К/ч}} (1)\}$  уменьшалось от 1270 К при  $p_{\text{O}_2}$ : 150, 100, 50 Па до 1170 К при  $p_{\text{O}_2}=5$  Па, а количество десорбируемого кислорода при  $(3-\delta)$  в интервале температур 300–1270 К увеличивалось. Установлено, что количество выделившегося кислорода при скорости нагрева 660 К/ч меньше, чем при скорости 180 К/ч, а скорость его выделения уменьшалась при  $p_{\text{O}_2}<50$  Па, что указывает на зависимость данного процесса от образования анионных дефектов в структуре  $\text{La}_{0,6}\text{Sr}_{0,4}\text{MnO}_{3-\delta}$  и их подвижности.

Для обоснования влияния концентрации анионных вакансий на подвижность кислорода рассматривались особенности дефектообразования в кристаллической решетке соединения  $\text{La}_{0,6}\text{Sr}_{0,4}\text{MnO}_{3-\delta}$ . При значениях кислородного индекса  $(3-\delta)$  образуются анионные вакансии ( $V_{\text{O}}^{\bullet\bullet}$ ) с одновременным перераспределением заряда между катионами  $\text{Mn}^{3+}$  и  $\text{Mn}^{4+}$ . При восстановлении манганита квазихимическая реакция дефектообразования имеет вид:



Из выражения (1) следует, что с уменьшением кислородного индекса  $(3-\delta)$  концентрация  $[\text{Mn}^{4+}]$ , равная  $0,4-2\delta$ , будет уменьшаться, а концентрация  $[\text{Mn}^{3+}]$ , равная  $0,6+2\delta$  – увеличиваться.

Рассмотрим различные формы расположения кислорода в соединении  $\text{La}_{0,6}\text{Sr}_{0,4}\text{MnO}_{3-\delta}$ . Первой и наиболее реакционно-способной формой является кислород, адсорбированный поверхностью зерен. Для десорбции этого кислорода образцы предварительно отжигались в течение 2 часов при 1170 К в потоке аргона. Вторая форма – решеточный кислород, связанный с трехвалентным и четырехвалентным марганцем (при этом катионы  $\text{Mn}^{4+}$  обуславливают две различные формы кислорода). Третья форма – сверхстехиометрический кислород, частично компенсирующий присутствие катионов  $\text{Mn}^{4+}$ . Четвертая форма – кислород, восстанавливающий электронейтральность при уменьшении заряда из-за введения  $\text{Sr}^{2+}$ . Таким образом,  $\min I_D$  (1) обусловлен выделением сверхстехиометрического кислорода и понижением концентрации  $[\text{Mn}^{4+}]$ . При увеличении температуры наблюдается значительно больший по величине  $\min I_D$  (2), при этом происходит разрыв связей анионов с октаэдром  $[\text{MnO}_6]$ , в центре которого расположен  $\text{Mn}^{4+}$  (6). Это, по-видимому, обусловлено тем, что сила электростатического отталкивания в октаэдрах между анионами  $\text{Mn}^{4+}$  (6) больше, чем между анионами  $\text{Mn}^{3+}$  (6) из-за разницы катионных радиусов ( $r(\text{Mn}^{3+}(6))=0,645\text{Å}$ ,  $r(\text{Mn}^{4+}(6))=0,530\text{Å}$ ) [12, 13]. Появление дефектов  $V_{\text{O}}^{\bullet\bullet}$  способствует перераспределению электронной плотности, восстановлению катиона марганца  $\text{Mn}^{4+}$  и образованию  $\text{Mn}^{3+}$  в пентаэдрическом окружении лигандов  $[\text{MnO}_5]$  с  $r(\text{Mn}^{3+}(5))=0,580\text{Å}$ . Увеличение радиуса  $[\text{Mn}^{3+}]$  в октаэдрическом и пентаэдрическом окружении лигандов приводит к росту мольного объема манганита в пределах существования структуры с симметрией  $R\bar{3}C$  [14,15]. Количество выделившегося кислорода при  $\min I_D$  (2) больше, чем при  $\min I_D$  (1), и рост мольного объема манганита при втором экстремуме значительно выше, чем при первом.

В результате, в  $\text{La}_{0,6}\text{Sr}_{0,4}\text{MnO}_{3-\delta}$  из-за образования напряженного слоя на поверхности зерен в процессе отжига при скорости нагрева 660 К/ч происходит уменьшение подвижности  $V_{\text{O}}^{\bullet\bullet}$  при  $v_{\text{нагр}}=660$  К/ч, и скорость десорбции кислорода определяется его диффузией в напряженном слое. Этим объясняется уменьшение количества выделившегося кислорода  $\delta$  при увеличении скорости нагрева  $\text{La}_{0,6}\text{Sr}_{0,4}\text{MnO}_{3-\delta}$  (рис. 1, 2).

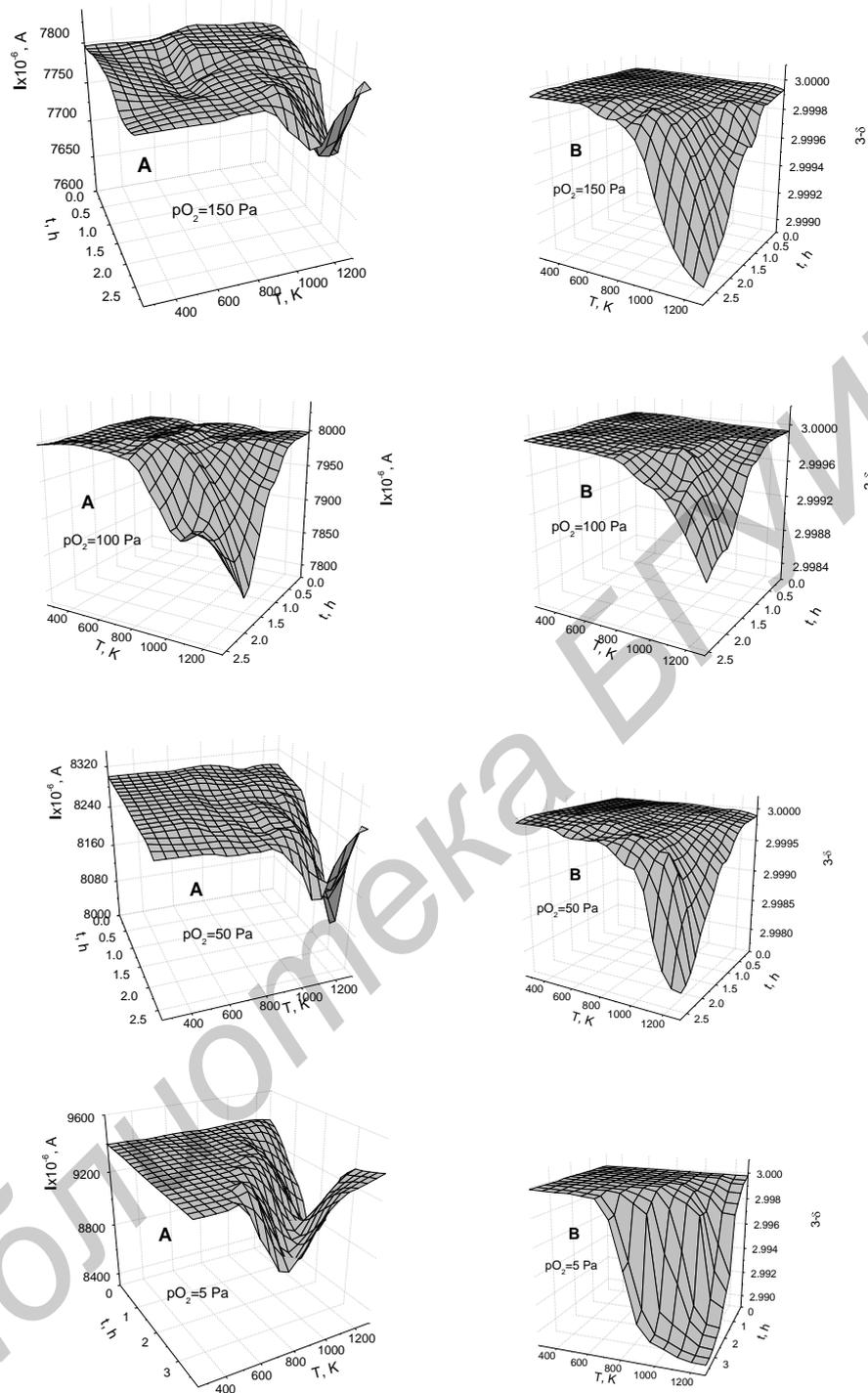


Рис. 2. Изменение тока титрования ( $I$ )–(A) и величины кислородного индекса ( $3-\delta$ )–(B) образцов  $\text{La}_{0.6}\text{Sr}_{0.4}\text{MnO}_{3-\delta}$  при нагреве со скоростью 660 К/ч и различных парциальных давлениях кислорода  $p\text{O}_2$ .

Сложная зависимость подвижности кислорода от концентрации анионных дефектов в манганите с фиксированным по кислороду составом подтверждается расчетом значений энергии активации диффузии кислорода ( $E_a$ ) по методу Мержанова согласно формуле:

$$E_a = -R \left\{ d \ln \left( \frac{d\delta}{dt} \right)_{\nu} / d \left( 1/T \right) \right\}, \quad (2)$$

где  $t$  – продолжительность процесса,  $R$  – универсальная газовая постоянная,  $T$  – температура эксперимента. Зависимости  $d\delta/dt$  при фиксированных скоростях нагрева определяют темпера-

туры, соответствующие достижению одинаковых значений  $\delta$  при различных скоростях нагрева. При фиксированных значениях  $\delta$ , зависимости  $\ln(d\delta/dt)_v=f(1/T)$  позволяют рассчитать энергии активации (рис. 3).

Наклон прямых  $\ln(d\delta/dt)_v=f(1/T)$  монотонно изменяется с увеличением  $\delta$ . Энергия активации диффузии кислорода имеет максимальные значение  $\sim 303$  кДж/моль при  $p_{O_2}=150$  Па на начальном этапе десорбции кислорода. При увеличении концентрации нульмерных дефектов она уменьшается до 241 кДж/моль при  $p_{O_2}=5$  Па и имеет минимум в интервале  $0,0024 \leq \delta \leq 0,0031$ , а затем увеличивается до 273 кДж/моль при  $\delta=0,004$  и  $p_{O_2}=150$  Па.

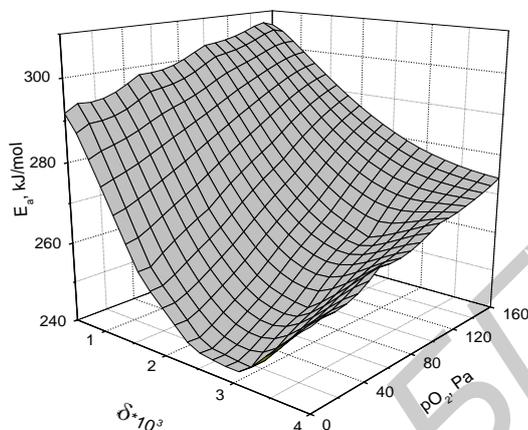


Рис. 3. Зависимости энергии активации диффузии кислорода  $E_a$  от кислородного индекса ( $\delta$ ) и парциального давления кислорода ( $p_{O_2}$ )

### Заключение

Установлено, что в процессе выделения кислорода из  $La_{0,6}Sr_{0,4}MnO_{3-\delta}$  при различных температурах, скоростях нагрева и парциальных давлениях кислорода существует два минимума тока титрования, зависящих от скорости нагрева и парциального давления кислорода. Предполагается, что экстремумы тока титрования обусловлены разрывом связей анионов, находящихся в двух различных формах с четырехвалентным марганцем: избыточный сверхстехиометрический кислород, частично компенсирующий присутствие катионов  $Mn^{4+}$ , и кислород, восстанавливающий электронейтральность в связи с понижением заряда из-за введения  $Sr^{2+}$ .

Установлено, что по мере увеличения концентрации кислородных дефектов в анионной подрешетке  $La_{0,6}Sr_{0,4}MnO_{3-\delta}$  энергия активации диффузии кислорода уменьшается и в интервале  $0,0024 \leq \delta \leq 0,0031$  имеет минимальное значение 241 кДж/моль при  $p_{O_2}=5$  Па, с последующим увеличением до  $\sim 273$  кДж/моль при  $p_{O_2}=150$  Па и  $\delta=0,004$ . Концентрационная зависимость энергии активации диффузии кислорода обосновывается формированием напряженного слоя из-за образования катионов  $Mn^{3+}$  с радиусом большим, чем у катионов  $Mn^{4+}$ . Образовавшийся напряженный слой, расположенный вблизи поверхности зерен, обогащенных анионными вакансиями, является буфером для диффузии кислорода через него.

# PROCESSES OF OXYGEN DESORPTION IN HIGH-DENSITY LANTHANUM-STRONTIUM MANGANITE $\text{La}_{0.6}\text{Sr}_{0.4}\text{MnO}_{3-\delta}$

L.I. GURSKII, N.A. KALANDA, A.N. CHOBOT, Yu.V. SUKHODOLOV, G.M. CHOBOT,  
P.N. KIREEV

## Abstract

Characteristic properties of the formation of physical – chemical properties of a manganite with the composition  $\text{La}_{0.6}\text{Sr}_{0.4}\text{MnO}_{3-\delta}$  were considered. It was determined that two titration current minima depending on the heating rate and the partial pressure of oxygen ( $p\text{O}_2$ ) exist at different temperatures, heating rates and partial pressures of oxygen. It is supposed that extreme values of the titration current are caused by breaking of bands of anions existing in two different forms with the tetravalent manganese, as well as by the excessive superstoichiometric oxygen which partially compensate the presence of  $\text{Mn}^{4+}$  cations, and by oxygen recovering the electroneutrality of the system appearing due to a decrease of the charge value due to the introduction of  $\text{Sr}^{2+}$ . It was established that the activation energy of oxygen diffusion is decreasing and reached the minimal value 241 kJ/mole at  $p\text{O}_2=5$  Pa, with a subsequent increase up to  $\sim 273$  kJ/mole at  $p\text{O}_2=150$  Pa and  $\delta=0,004$ , with the increase of oxygen defects concentration in the  $\text{La}_{0.6}\text{Sr}_{0.4}\text{MnO}_{3-\delta}$  anion sublattice. Concentration dependence of the activation energy of oxygen diffusion is motivated by a formation of the stressed layer, placed near the surface of grains which are depleted with oxygen and at the same time they are a buffer for the oxygen diffusion.

## Список литературы

1. Coey J. M. D., Viret M. // *Advances in Physics*. 1999. Vol. 48. P. 167–172.
2. Kalanda M., Suchanek G., Saad A., et. al. // *Materials Science Forum*. 2010. Vol. 636-637. P. 338–343.
3. Li H.F., Su Y., Persson J., et. al. // *J.Phys.:Condens.Matter*. 2007. Vol. 19. P. 016003–016010.
4. Байков Ю.М., Никулин Е.И., Мелех Б.Т., и др. // *Физика твердого тела*. 2004. Т. 46. С. 2018–2022.
5. Изюмов Ю.А., Скрябин Ю.Н. // *Успехи физических наук*. 2001. Т.171. С. 121–147.
6. Патент РФ №13505 МПК (2009), Н 01F 41/14. Способ получения тонкой пленки феррита стронция  $\text{SrFeO}_3$  / Гурский Л.И., Голосов Д. А., Каланда Н.А.
7. Kharton V.V., Yaremchenko A.A., Naumovich E.N. // *Solid State Electrochem*. 1999. Т.3. P. 303–309
8. De Leon-Guevara A.M., Berthet P., Berthon J., et. al. // *Physical Review*. B. 1997. Vol. 56. P. 6031–6038.
9. Bode M., Teske K., Ullmann H. // *Fachzeitschrift für das Laboratorium*. 1994. Vol. 38. P. 495–593.
10. Mikkelsen L., Skou E. // *Journ. of Thermal Analysis and Calorimetry*. 2001. Vol. 64. P.873 – 881.
11. Гурский Л.И., Каланда Н.А., Колесова И.М., и др. // *Докл. БГУИР*. 2008. № 1(31). С. 76–81.
12. Aruta C., Balestrino G., Tebano A., et. al. // *EPL* 2007. Vol. 80. P. 37003–37011
13. Mizusaki J., Mori N., Takai H., et. al. // *Solid State Ionics*. 2000. Vol. 129. P.163–172.
14. Королева Л.И., Зацуринский Д.М., Хапаева Т.М., и др. // *Физика твердого тела*. 2008. Т. 50, № 12. С. 73–96.
15. Bak T., Nowotny J., Rekas M., et. al. // *Solid State Ionics*. 2000. Vol. 135, P. 557–568.

УДК 004.05(075)

## ТОПОЛОГИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА СЛОЖНЫХ ЛОГИСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Е.Н. ЖИВИЦКАЯ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П.Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь*

*Поступила в редакцию 1 ноября 2012*

Показано, что множества элементов сложной логистической системы, их параметров, численных значений, свойств и в конечном итоге – структур сложной логистической системы являются топологическими пространствами, между которыми могут существовать свойства гомеоморфизма, что при решении ряда задач позволяет применять математический аппарат теории топологии.

*Ключевые слова:* логистическая система, топологическое пространство, элементы множества, структура.

### Введение

В мировом сообществе в настоящее время наблюдается значительный рост интереса к развитию логистики и информационных систем, обеспечивающих эффективную интеграцию и взаимодействие логистических процессов. Развитие данного направления имеет большую значимость и для Республики Беларусь, осуществляющей поиск новых путей ускоренного развития экономики. Одним из таких путей, как показывает мировой опыт, является использование инструментария логистики и построение логистических систем на микро- и макроэкономическом уровне. Развитие логистических производственных, торговых, транспортных и информационных систем имеет первостепенное значение, так как позволит ускорить интеграцию нашей страны в мировое экономическое и информационное пространство.

Решение логистических задач в современном мире немыслимо без активного использования информационных технологий. Невозможно представить формирование и организацию работы логистической цепи без интенсивного обмена информацией в реальном времени, без возможностей и средств обеспечения быстрого реагирования на динамику потребностей рынка. Практически невозможно в настоящее время обеспечить требуемое потребителями качество товаров и услуг без применения информационных систем и программных комплексов для анализа, планирования и поддержки принятия коммерческих решений в логистической цепи. Более того, именно благодаря развитию информационных систем и технологий, обеспечившему возможность автоматизации типовых технологических операций, логистика стала доминирующей формой организации движения товародвижения на высоко конкурентных рынках экономически развитых стран. И наиболее перспективным направлением является внедрение информационных систем и технологий в логистические интеграционные процессы.

### Модели и объекты логистических систем

Математические модели логистических систем могут иметь различный вид в зависимости от стоящей задачи и методов исследования. К экономико-математическим методам, применяемым в логистике, относятся [1]:

– экономико-статистические методы;

- методы математической экономики и эконометрии;
- методы исследования операций;
- методы экономической кибернетики.

Каждый из методов основан на использовании соответствующего математического аппарата.

В большинстве случаев логистическая система представляет собой совокупность элементов (производители, посредники, потребители), объединенных логистическими потоками [2]. Различают материальные, финансовые, сервисные и сопутствующие им информационные потоки. При этом логистический поток – совокупность объединенных по определенному признаку объектов (множеств), перемещаемая в пространстве и во времени и адаптированная к количественным и качественным преобразованиям в соответствии с воздействием на нее субъекта управления логистической системой [3].

Каждый из логистических потоков характеризуется множеством своих объектов. В материальном потоке в качестве объектов выступают материальные ресурсы (сырье, материалы, изделия и др.), предметы производства и готовая продукция. В финансовом потоке объектами являются финансовые средства в наличной или безналичной форме, обеспечивающие эффективное функционирование логистической системы и ее звеньев в условиях товарно-денежных отношений. В качестве совокупности объектов сервисного потока выступает определенный набор нематериальных благ, получаемый клиентами в соответствии с их потребностями.

Информационные потоки сопровождают все другие виды потоков и представляют собой определенные законченные сообщения в различной (в основном электронной) форме, предназначенные для принятия и реализации управленческих решений. Информационные потоки образуют логистические информационные системы, классифицируемые по масштабу, сфере применения, способу организации [4].

В зависимости от задач и методов исследования могут рассматриваться следующие виды моделей логистических систем [1]:

- модели, охватывающие отдельные логистические операции или функции;
- модели, охватывающие несколько логистических операций или функций;
- модели логистических систем (каналов, сетей).

Как показано в [2] сложную логистическую систему как некое множество взаимосвязанных и взаимодействующих подсистем при математической формализации удобно описывать на основе использования теории графов, что дает графическое представление о составе системы и функциональных связях между ее элементами. При этом проявляются специфические свойства, позволяющие при исследовании технической системы использовать широкие возможности математического аппарата теории множеств и топологии.

Рассмотрим свойства соответствующего сложной логистической системе графа  $G(V, E)$ . Данный граф характеризуется двумя конечными множествами:  $V = \{v_1, v_2, \dots, v_{nv}\}$  – множество вершин,  $E = \{e_1, e_2, \dots, e_{ne}\}$  – множество ребер графа,  $nv$ ,  $ne$  – соответственно количество вершин и количество ребер графа системы.

Так как каждое ребро определяется двумя вершинами, то множество ребер  $E$  представляет собой систему (семейство) подмножеств из  $V$ , удовлетворяющее следующим условиям:

- 1) пустое множество  $\emptyset$  и  $V$  принадлежат  $E$ ;
- 2) если множества  $E'$  и  $E''$  принадлежат  $E$ , то и пересечение  $E' \cap E''$  принадлежит  $E$ ;
- 3) объединение любого семейства множеств из  $E$  принадлежит  $E$ .

Следовательно,  $E$  – топология в  $V$  и пара  $(V, E)$  является топологическим пространством [5].

### Топологические свойства логистических потоков

Для реальной логистической системы на элементарном уровне описания множество  $V = \{v_1, v_2, \dots, v_{nv}\}$  представляет собой множество элементов, из которых состоит данная система  $N = \{N_1, N_2, \dots, N_{nv}\}$ . Например, для материальных потоков это могут быть пункты поставки и потребления материалов, продукции, для финансовых потоков – пункты осуществления фи-

нансовых операций. При переходе к более высокому уровню описания (абстракции) систем в качестве элементов множества  $N$  могут представляться целые системы (подсистемы).

Каждому элементу  $N_i \in N$  соответствует некоторый основной материальный или финансовый параметр, его характеризующий. Например, для упоминавшихся выше материальных или финансовых потоков это могут быть различные товары, валюта и т.д. Для систем высокого уровня абстракции в качестве параметров элементов системы (подсистем) принимают совокупность параметров, сводимых к одному обобщающему. Следовательно, множеству элементов системы  $N$  соответствует некое множество параметров  $\theta = \{\theta_1, \theta_2 \dots \theta_{n_\theta}\}$  этих элементов. Если каждый элемент системы характеризуется только одним параметром, то  $n_\nu = n_\theta$ , и множества  $N$  и  $\theta$  являются равномошными.

Каждый параметр  $\theta_i \in \theta$  может принимать различные численные значения  $\varphi_i \in \Phi_i$ , а  $\Phi_i \in \Phi$ , где  $\Phi = \{\Phi_1, \Phi_2 \dots \Phi_{n_\Phi}\}$  – множество числовых значений параметров материальных или финансовых потоков.

В свою очередь от числовых значений параметров  $\varphi_i \in \Phi_i$  зависят информационные характеристики  $N_i$ -х элементов, которые представляют множество объектов логистических информационных потоков  $\Pi = \{\Pi_1, \Pi_2 \dots \Pi_{n_\Pi}\}$ .

Логистический информационный поток сам по себе является достаточно сложной системой и делится на ряд составляющих: реквизит, показатель, документ и массив [2].

Реквизит – элементарная единица сообщения. Реквизит характеризует количественную или качественную составляющую информационной совокупности. Так, например, реквизиты – наименование организации, наименование товара, цена товара, и т.п. Каждый реквизит может быть представлен совокупностью символов: цифровых, буквенных, специальных.

Документы, используемые в процессе управления, могут включать один или несколько показателей с обязательным удостоверением (подписью или печатью) лица, ответственного за содержащуюся в документах информацию. Поскольку получение исходных данных является сферой деятельности человека, то большинство документов создается на стадии сбора и регистрации данных, хотя немалая доля документов поступает в систему от внешних (вышестоящих и др.) организаций. Например, в бухгалтерском учете показатель, его основание является результатом счета, взвешивания и т.п. Он служит основой получения сводных бухгалтерских и статистических данных, которые, в свою очередь, будут входящей информацией при составлении статистических отчетов в разрезе организации, отрасли, региона и т.д.

Массив представляет собой совокупность однородных данных, имеющих единую технологическую основу и объединенных единым смысловым содержанием. Данные (процессы, явления, факты, и т.п.), представленные в формализованном виде, пригодны для передачи по каналам связи и для обработки на компьютере. Основными элементами массивов, определяющими их содержание, являются записи.

Записи – это элементы массива, которыми оперируют пользователи при обработке информации. Элементами записей, имеющих единое смысловое значение, являются информационные поля.

Данные, принадлежащие к одному массиву, записываются по общим правилам (в соответствии с технологией накопления, хранения и обработки данных, принятой в организации). Тип массива определяется его содержанием (например, массив материальных нормативов, массив поставщиков материалов), функциями в процессе обработки данных (входной, выходной, промежуточный массивы). Информационный массив, снабженный символическим именем, однозначно определяющим его в информационной системе, называется файлом.

Если информационные потоки представляют собой реляционные базы данных типа Microsoft Access, то объектами  $\Pi$  являются таблицы, запросы, формы, отчеты, страницы доступа к данным, макросы, модули. Множества  $\Phi$  и  $\Pi$  не являются равномошными, так как между их элементами нет взаимно-однозначного отображения ( $n_\Phi \neq n_\Pi$ ), т.е. количество их элементов различно.

Между множествами  $N$  и  $\theta$ ,  $\theta$  и  $\Phi$ ,  $\Phi$  и  $\Pi$  существуют связи и зависимости, которые в общем случае определяются бинарными отношениями  $r$ , устанавливающими соответствие между элементами одного и другого множества:

$$N \stackrel{r_1}{\sim} \theta, \theta \stackrel{r_2}{\sim} \Phi, \Phi \stackrel{r_3}{\sim} \Pi.$$

Рассмотрим  $N \times \theta$ -множество упорядоченных пар элементов  $(N_i, \theta_j)$ , из которых  $N_i \in N$ ,  $\theta_j \in \theta$ . Так как бинарное отношение  $r \subset N \times \theta$  всюду определено на  $N$ , то есть его область определения  $dom r$  совпадает с множеством  $N$ , то оно является отображением множества  $N$  в множество  $\theta$  и записывается  $\phi_1 : \theta \rightarrow N$ . Следовательно, множество  $\{N : \exists \theta ((N, \theta) \in r)\}$  – прообраз отношения  $r_1$ , а множество  $\{\theta : \exists N ((N, \theta) \in r)\}$  – образ отношения  $r_1$ . Для любых двух различных элементов  $N_1$  и  $N_2$  из  $N$  их образы  $\theta_1 = \theta(N_1)$  и  $\theta_2 = \theta(N_2)$  также различны. В то же время, являясь образом для  $N$ , множество  $\theta$  является прообразом для множества  $\Phi$ , которое, в свою очередь, является образом для  $\theta$  и прообразом для множества  $\Pi$ , т.е.  $\phi_2 : \theta \rightarrow \Phi$ ,  $\phi_3 : \Phi \rightarrow \Pi$ . На практике, с учетом свойств реальной логистической системы, отображения  $\phi_1$  и  $\phi_3$  являются однозначными, а отношение  $\phi_2$  – многозначным.

Таким образом, множество вершин графа  $V = \{v_1, v_2 \dots v_{nv}\}$  может характеризовать различные физические понятия в зависимости от того, какая задача стоит перед исследователем, а использование гомоморфизма – отображения множества элементов одной модели в множество элементов другой модели системы – позволяет для одной и той же технической системы создавать и исследовать модели различного вида: физические, абстрактные, информационные, концептуальные и прочие.

Множество ребер графа сложной системы  $E = \{e_1, e_2 \dots e_{ne}\}$  характеризует связи между элементами (топологию в  $V$ ). Пара  $(N, E)$  является топологическим пространством элементов системы. При гомоморфизме в другое множество (переходе к другой модели) получаются соответствующие связи (топология) между параметрами  $\theta$ , а также их числовыми значениями  $\Phi$  и свойствами  $\Pi$ . Таким образом, осуществляется переход к новым топологическим пространствам:  $(\theta, E)$ ,  $(\Phi, E)$ ,  $(\Pi, E)$ .

Отображение топологического пространства  $(N, E)$  в топологическое пространство  $(\theta, E)$  является непрерывным в каждой точке  $N$ . При этом имеет место взаимное обратное отображение  $\phi_1^{-1} : \theta \rightarrow N$ , следовательно, мы имеем дело с гомеоморфными топологическими пространствами  $(N, E)$  и  $(\theta, E)$ . В общем случае этого нельзя сказать о топологических пространствах  $(\Phi, E)$  и  $(\Pi, E)$ , которые не имеют взаимно-однозначного прямого и обратного отображения. Однако для ряда практических задач при наложении дополнительных ограничений можно достичь гомеоморфизма между всеми приведенными выше топологическими пространствами:  $(N, E)$ ,  $(\theta, E)$ ,  $(\Phi, E)$ ,  $(\Pi, E)$ .

В реальной сложной логистической системе некоторые связи между элементами системы (подсистемами) по различным техническим или субъективным причинам могут обрываться или изменяться в случайные моменты времени. Это означает, что имеет место ослабление топологии – вместо множества  $E$  имеем множество  $E^{(s)} = \{\dots, e_{ns}\}$ ,  $(s = \overline{1, ns})$ . Если кроме изменения связей между подсистемами других внезапных изменений в системе нет, то  $ns$  – количество возможных состояний (структур) системы.  $E^{(s)} \subset E$ , следовательно,  $E^{(s)}$  – более слабая топология по сравнению с  $E$ . Среди всех топологий в  $V$  нулевая  $(V, \emptyset)$  – слабейшая, а так называемая дискретная  $(V, E)$  – сильнейшая, так как она состоит из всех подмножеств (ребер). Обе эти топологии – экстремальные в шкале сравнения топологий.

В общем случае под состоянием (структурой) сложной логистической системы следует подразумевать не только наличие или отсутствие соответствующих связей между подсистемами, но и такое состояние самих подсистем, которое характеризуется существенным отличием их свойств. Совокупность возможных структур с логистической системы представляет собой множество  $S = \{s_1, s_2 \dots s_{ns}\}$ . Это множество зависит от множества свойств системы  $\Pi = \{\Pi_1, \Pi_2 \dots \Pi_{n\Pi}\}$ . Между множествами  $\Pi$  и  $S$  нет взаимно-однозначного соответствия, так как они имеют разную мощность (кардинальное число). Однако вследствие того, что элементы множества  $S$  (структуры подсистем) определяются элементами множества  $\Pi$  (свойствами под-

систем), то для  $i$ -й подсистемы  $s_i$  является образом для  $\Pi_i$ , то есть  $\phi_4 : \Pi_i \rightarrow s_i$ . Следовательно, имеет место отображение  $\phi_5 : \Pi \rightarrow S$ .

Множество  $S$  – конечное и для каждого  $s_i$  имеет место конкретная математическая модель, которая в пространстве состояний характеризуется множеством фазовых координат системы  $X^{(s)} = \{X_1^{(s)}, X_2^{(s)} \dots X_{nx}^{(s)}\}$ .  $X_i^{(s)}$  – множество фазовых координат  $i$ -й подсистемы – подмножество множества  $X$ ;  $X_i^{(s)} \subset X_i^{(s)}$ .

Множества  $X=X(t)$  и  $S=S(t)$  являются основой для использования математического аппарата теории динамических систем со случайной структурой, а использование при этом методов теории топологии позволяет учесть специфические свойства сложных мультиструктурных систем при их анализе и синтезе.

Таким образом, множества элементов сложной логистической мультиструктурной системы, их параметров, численных значений, свойств и в конечном итоге – структур логистической системы являются топологическими пространствами, между которыми могут существовать свойства гомеоморфизма, что при решении задач управления логистическими системами позволяет применять математический аппарат теории топологии.

Формирование информационных систем невозможно без исследования потоков в разрезе определенных показателей. Например, решить задачу оснащения определенного рабочего места вычислительной техникой невозможно без знания объемов информации, проходящее через это рабочее место, а также без определения необходимой скорости ее обработки.

Оперативно и качественно управлять информационным потоком можно посредством организации информационной системы, выполняющей следующие операции:

- переадресация информационного потока;
- ограничение скорости передачи до соответствующей скорости приема;
- уменьшение или увеличение объема информации на отдельных участках прохождения информации;
- ограничение объема потока до величины пропускной способности отдельного узла или участка пути.

Информационные системы в логистике позволяют осуществлять управление материальными и финансовыми потоками на уровне отдельного предприятия, а могут способствовать организации логистических процессов на территории регионов, стран и даже групп стран.

## TOPOLOGICAL PROPERTIES OF COMPLICATED LOGISTICAL SYSTEMS

H.N. ZHIVITSKAYA

### Abstract

It is shown that sets of elements of complicated logistical system, their parameters, numerical values, properties and, finally – structures of complicated logistical system are topological spaces with homeomorph properties. Mathematical instrument of the theory of topology can be applied for decision making.

### Список литературы

1. Модели и методы теории логистики / Под ред. В.С. Лукинского. СПб, 2007.
2. Шапиро Дж. Моделирование цепи поставок. – СПб, 2006.
3. Аникин Б.А., Тяпухин А.П. Коммерческая логистика. – М, 2006.
4. Избачков Ю.С., Петров В.Н. Информационные системы. СПб, 2005.
5. Александров П.С. Введение в теорию множеств и общую топологию. М, 1977.

УДК 621.396.218:614.89.086.5

## ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ НАГРУЗКА НА ТЕРРИТОРИЮ В НЕОДНОРОДНОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ОБСТАНОВКЕ

В.И. МОРДАЧЕВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П.Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь*

*Поступила в редакцию 12 сентября 2012*

Выполнен анализ электромагнитной нагрузки на территорию в сложной радиоэлектронной обстановке, характеризуемой неоднородностью номенклатуры стационарных и мобильных радиоэлектронных средств (РЭС), присутствием РЭС с направленностью и случайностью мощности электромагнитного излучения, а также неоднородностью энергетических критериев электромагнитной безопасности для РЭС различных видов. Получены соотношения, определяющие количественную связь электромагнитной нагрузки на территорию в сложной радиоэлектронной обстановке с суммарной интенсивностью электромагнитного фона, образуемого стационарными и мобильными РЭС у земной поверхности, а также с вероятностью превышения предельно допустимого уровня электромагнитного поля суммарной интенсивностью электромагнитных полей от стационарных и мобильных РЭС, а также внешнего электромагнитного фона.

*Ключевые слова:* радиоэлектронная обстановка, электромагнитная нагрузка, электромагнитная экология, электромагнитная безопасность.

### Введение

В [1,2] введено понятие электромагнитной нагрузки (ЭМН) на территорию как интегральной системной характеристики электромагнитной безопасности радиоэлектронной обстановки (РЭО) и электромагнитной экологии территории, покрываемой сотовой связью, и даны оценки влияния данной характеристики как средней суммарной мощности электромагнитных излучений (ЭМИ) абонентских (АС) и базовых станций (БС) сотовой связи, приходящейся на единицу площади территории, на характеристики электромагнитной обстановки (ЭМО) вблизи земной поверхности. В этих работах исследованы связи ЭМН на территорию от оборудования сотовой связи с ЭМН от этого оборудования на организм человека, определяемой суммарной интенсивностью электромагнитных полей (ЭМП) БС и АС вблизи земной поверхности, а также связь ЭМН на территорию с вероятностью превышения суммарной интенсивностью всех ЭМП в точке наблюдения предельно допустимого уровня (ПДУ), регламентируемого действующими санитарно-гигиеническими нормативами [3]. Все эти результаты получены в предположении однородности РЭО, образуемой изотропными источниками ЭМИ с фиксированной (для БС) либо случайной (для АС) эквивалентной изотропно излучаемой мощностью (э.и.и.м.).

На практике территориальная РЭО образуется большим числом разнотипных РЭС различных радиослужб (фиксированной подвижной, радиовещательной, радиолокационной и др.), использующих существенно различные полосы частот и типы радиосигналов и во многих случаях имеющих узконаправленные ЭМИ. Кроме того, для различных групп РЭС и различных диапазонов частот могут быть приняты различные санитарно-гигиенические нормативы ПДУ ЭМП. Цель данной работы – обобщение полученных в [1,2] результатов на случаи сложной РЭО, для которой характерны разнотипность РЭС, направленность их ЭМИ и множество значений ПДУ ЭМП для различных видов РЭС и диапазонов частот.

## Исходные модели и соотношения

1. ЭМН на территорию  $L_T$  от ЭМИ РЭС, характеризующихся средним значением э.и.и.м.  $P_e$  и средней территориальной плотностью  $\rho$ , определена в [1,2] следующим образом:

$$L_T = P_e \rho. \quad (1)$$

2. Для описания случайного размещения РЭС  $M$  видов в пространстве используем известную модель равномерного пуассоновского случайного распределения РЭС – точечных источников ЭМИ по плоской поверхности:

$$p_k(N_{\Delta S m}) = \left( \frac{\rho_m^k}{k!} \exp(-\rho_m \Delta S) \right), \quad N_{\Delta S m} = \rho_m \cdot \Delta S, \quad m=1,2,\dots,M, \quad (2)$$

где  $p_k(N_{\Delta S m})$  – вероятность попадания в некоторый элемент  $\Delta S$  поверхности ровно  $k$  точечных источников  $m$ -го типа, если среднее число источников данного типа в этом элементе равно  $N_{\Delta S m}$ ;  $\rho_m$  – средняя территориальная плотность источников  $m$ -го типа. Дополнительно будем считать, что случайное размещение РЭС – точечных источников ЭМИ по плоской поверхности означает расположение каждого из видов РЭС на некоторой высоте  $H_m$  над поверхностью.

3. В качестве модели условий РРВ от РЭС в точку наблюдения со случайными координатами, расположенную на высоте  $H_{OP}$  над поверхностью, используем известную составную модель [4], для которой характерно следующее:

– на небольшом удалении  $R$  РЭС от точки наблюдения условия РРВ соответствуют условиям РРВ в свободном пространстве;

– начиная с некоторой дистанции  $R_{BPm}$  условия РРВ для РЭС  $m$ -го вида меняются: плотность потока мощности П ЭМП РЭС убывает обратно пропорционально четвертой степени расстояния) в связи с многолучевостью РРВ; граница  $R_{BPm}$  (положение точки «breakpoint» [4]) зависит от высоты подвеса антенн  $H_m$  РЭС  $m$ -го вида и высоты  $H_{OP}$  точки наблюдения над земной поверхностью и определяется следующим известным соотношением:

$$R_{BPm} = 4H_{OP}H_m/\lambda_m, \quad \text{где } \lambda_m \text{ – длина волны ЭМИ РЭС } m\text{-го вида.} \quad (3)$$

На удаленности РЭС  $m$ -го вида от точки наблюдения менее  $R_{BPm}$  может быть использована следующая общепринятая модель условий РРВ в свободном пространстве:

$$\Pi_m = P_{em} / 4\pi R^2, \quad R \leq R_{BPm}, \quad (4)$$

где  $\Pi_m$  – плотность потока мощности ЭМП РЭС  $m$ -го вида на удаленности  $R$ , Вт/м<sup>2</sup>,  $P_{em}$  – э.и.и.м. ЭМИ РЭС  $m$ -го вида.

На удаленности РЭС  $m$ -го вида от точки наблюдения более  $R_{BPm}$  может быть использована следующая модель условий интерференционного РРВ:

$$\Pi_m = R_{BPm}^2 P_{em} / 4\pi R^4, \quad R \geq R_{BPm}. \quad (5)$$

4. Все основные случаи взаимного размещения точки наблюдения по отношению к РЭС каждого отдельного вида можно разделить на следующие группы:

– первую группу  $J$  случаев, для которых характерно размещение РЭС  $j$ -го вида над поверхностью на высотах  $H_j$ , существенно превышающих высоту  $H_{OP}$  точки наблюдения:  $H_j \gg H_{OP}$ ,  $j=[1,\dots,J]$  (антенны БС сотовой связи, терминалов беспроводного доступа, передатчиков вещания и т.п.);

– вторую группу  $K$  случаев, для которых характерно случайное размещение РЭС  $k$ -го вида над поверхностью на высотах, близких к высоте  $H_{OP}$  точки наблюдения вблизи земной поверхности:  $H_k \approx H_{OP}$ ,  $k=[1,\dots,K]$ ,  $J+K=M$ ; к случаям этой группы можно отнести размещение АС сухопутной подвижной службы (сотовой и транкинговой связи, мобильных АС передачи данных и т.п.). Для случаев этой группы характерно разделение совокупной интенсивности ЭМП в точке наблюдения от ЭМИ РЭС  $k$ -го вида, на два слагаемых [2,5]:

– ЭМП от ближайшего РЭС  $k$ -го вида из окрестности точки наблюдения радиуса  $R_{Bpk}$ , интенсивность которого  $\Pi_k$  случайна и является существенно преобладающей по отношению к ЭМП других РЭС этого вида из окрестности радиуса  $R_{Bpk}$ ;

– совокупное ЭМП от всех прочих РЭС  $k$ -го вида вокруг точки наблюдения с интенсивностью  $\Pi_{BGk}$ , которое может считаться квазистационарным по отношению к первому слагаемому и может рассматриваться в качестве одной из составляющих электромагнитного фона.

5. Для РЭС  $j$ -го вида, относящихся к первой группе случаев, установлено [1], что среднее значение интенсивности ЭМП от этих РЭС на высоте  $H_{OP}$  в точке наблюдения практически не зависит от высоты подвеса их антенн над поверхностью и определяется создаваемой ими нагрузкой на территорию  $L_{Tj}$ :

$$\Pi_{\Sigma 1j} = \rho_j P_{ej} / 2 \ln 4H_{OP} / \lambda_j, \quad \rho_j P_{ej} = L_{Tj}. \quad (6)$$

6. Для РЭС  $k$ -го вида, относящихся ко второй группе случаев из числа указанных выше в п.4, установлено следующее [2]:

– интенсивность электромагнитного фона от всех РЭС как из  $R_{BPk}$  - окрестности точки наблюдения, так и из области за ее пределами, за исключением ЭМП ближайшего к точке наблюдения РЭС  $k$ -го вида, определяется соотношением:

$$\Pi_{BGk} = \frac{L_{Tk} Z_k + 1}{4}, \quad Z_k = \sum_{H=2}^{\text{int}\{N_{Ak}\}} \frac{1}{H-1}, \quad N_{Ak} = \pi \rho_{ek} R_{BPk}^2, \quad (7)$$

где  $\text{int}\{N_{Ak}\}$  означает целую часть среднего числа  $N_{Ak}$  РЭС  $k$ -го вида в  $R_{BPk}$  -окрестности точки наблюдения;

– при наличии в рассматриваемой точке пространства электромагнитного фона с интенсивностью  $\Pi_{BG}$  вероятность того, что плотность потока мощности  $\Pi_k$  преобладающего ЭМП от РЭС  $k$ -го вида не превысит уровня  $\Pi_{\max} = \Pi_{MPL} - \Pi_{BG}$  ( $\Pi_{MPLk}$  – принятый предельно допустимый уровень (ПДУ) ЭМП от РЭС  $k$ -го вида) в точке наблюдения, если в сети РЭС  $k$ -го вида имеется плавная автоматическая регулировка э.и.и.м. в пределах  $0 < P_{ek} < P_{ek \max}$ , может быть определена следующим образом:

$$p \Pi_k \leq \Pi_{MPL} - \Pi_{BG} = \frac{2 \Pi_{MPL} - \Pi_{BG}}{L_{Tk}} \left( 1 - e^{-\frac{L_{Tk}}{2 \Pi_{MPL} - \Pi_{BG}}} \right); \quad (8)$$

– допустимый уровень ЭМН на территорию  $L_{\max k}$  от ЭМИ РЭС  $k$ -го вида, при котором вероятность  $p$  ( $\Pi_k \geq \Pi_{\max}$ ) превышения в рассматриваемой точке наблюдения интенсивностью  $\Pi_k$  ЭМП ближайшего РЭС  $k$ -го вида заданного уровня  $\Pi_{\max}$  не превысит значения  $P$ , может быть определен из следующих соотношений:

$$L_{\max k} \approx 4P \Pi_{\max} / (1 + P), \quad P \leq 0,1; \quad (9)$$

$$L_{\max k} \approx 4P \Pi_{\max}, \quad P \leq 0,01. \quad (10)$$

7. Будем полагать, что неоднородность РЭО на рассматриваемой территории состоит в следующем:

– в неоднородности состава РЭС инфраструктуры информационного обслуживания общества (первая группа  $J$  случаев из числа рассмотренных выше в п.4), т.е. в присутствии на рассматриваемой территории многих типов стационарных РЭС (БС сотовой и транкинговой связи стандартов GSM, CDMA, UMTS, LTE, TETRA, APCO25 и т.д.; РЭС систем Wi-MAX; MMDS и т.п.; станций телевизионного и звукового вещания и т.д.);

– в неоднородности состава абонентских РЭС на рассматриваемой территории (вторая группа  $K$  случаев из числа рассмотренных выше в п.4), т.е. в присутствии многих типов мобильных РЭС (АС сотовой и транкинговой связи, модемы беспроводного широкополосного доступа, носимые и возимые радиостанции диапазонов ОБЧ и УВЧ и т.п.);

– в неоднородности э.и.и.м. в направлении на точку наблюдения, т.е. в случайности э.и.и.м., в том числе вследствие случайности ориентации направленных ЭМИ РЭС одной или нескольких групп (абонентские терминалы Wi-MAX, радиорелейные станции и т.п.);

– в неоднородности энергетических критериев электромагнитной безопасности для РЭС различных групп (принятых значений ПДУ ЭМП), обусловленной существенными различиями в диапазонах частот, в степени опасности ЭМИ различных РЭС (импульсное или непрерывное,

фиксированной ориентации или кругового обзора, стационарное или подвижное и т.п.), в степени приоритетности РЭС различных групп и т.п. В случаях, когда РЭО образована несколькими группами РЭС, для которых приняты различные значения ПДУ ЭМП, электромагнитную безопасность (ЭМН на население) принято характеризовать суммарной относительной интенсивностью  $X$  ЭМП в точке наблюдения [3]:

$$X = \sum_{i=1}^I \Pi_{\Sigma i} / \Pi_{MPLi}, \quad (11)$$

где  $\Pi_{\Sigma i}$  – суммарная интенсивность ЭМП в точке наблюдения от РЭС  $i$ -й группы, для которой принято значение  $\Pi_{MPLi}$  ПДУ ЭМП.

### Интенсивность ЭМП от РЭС инфраструктуры с ненаправленным ЭМИ

Для РЭС инфраструктуры с ненаправленным ЭМИ (РЭС  $j$ -го вида, первая группа случаев из рассмотренных выше в п.4 раздела 1) известно соотношение (6) для совокупной интенсивности ЭМП РЭС  $j$ -го вида, расположенных в  $R_{BPj}$  - окрестности точки наблюдения. Суммарная интенсивность ЭМП РЭС всех  $J$  видов этой группы определяется взвешенной суммой  $L_{TjW}$  ЭМН на территорию от РЭС каждого из видов:

$$\Pi_{\Sigma 1j} = \sum_{j=1}^J \Pi_{\Sigma 1j} = L_{TjW} / 2, \quad \rho_j P_{ej} = L_{Tj}, \quad L_{TjW} = \sum_{j=1}^J L_{Tj} C_{\lambda j}, \quad C_{\lambda j} = \ln 4H_{OP} / \lambda_j. \quad (12)$$

Вес вклада РЭС каждого вида в суммарную интенсивность ЭМП частотнозависим. Ниже в таблице приведены значения весов  $C_{\lambda j}$  суммирования для РЭС ряда диапазонов частот и служб.

Полоса частот	Служба (система, стандарт)	$C_{\lambda j}$ для центра полосы частот		
		$H_{OP}=1м$	$H_{OP}=1,5м$	$H_{OP}=2м$
146...174 МГц	Подвижная (APCO-25)	0,76	1,16	1,45
380...470 МГц	Подвижная (TETRA, APCO-25, MPT-1327, CDMA-450, GSM-450)	1,73	2,14	2,43
470...550 МГц	Радиовещательная (DVB-T, 21-30 ТВК)	1,92	2,32	2,61
550...630 МГц	Радиовещательная (DVB-T, 31-40 ТВК)	2,06	2,49	2,76
630...710 МГц	Радиовещательная (DVB-T, 41-50 ТВК)	2,19	2,60	2,88
710...790 МГц	Радиовещательная (DVB-T, 51-60 ТВК)	2,30	2,71	3,00
935...960 МГц	Подвижная (GSM-900)	2,54	2,94	3,23
1805...2170 МГц	Подвижная (GSM-1800, IMT)	3,28	3,68	3,97
2483,5...2690 МГц	Фиксированная, подвижная (LTE, MMDS)	3,54	3,95	4,23

Оценим вклад в совокупную интенсивность ЭМП в точке наблюдения РЭС этой группы, располагаемых в области интерференционного РРВ (5) на дальностях более  $R_{BPj}$ .

Рассмотрим кольцевую зону внутреннего радиуса  $R_{BPj}$  и внешнего радиуса  $mR_{BPj}$  вокруг точки наблюдения, в которой РЭС данного вида распределены случайно равномерно с той же средней плотностью  $\rho_j$ , что и в окрестности точки наблюдения. Для интерференционного РРВ плотность распределения вероятности  $w(\Pi_j)$  интенсивности ЭМП РЭС  $j$ -го вида из этой кольцевой зоны в точке наблюдения имеет вид гиперболического распределения степени  $-3/2$  на интервале  $[\Pi_{\min j}, \Pi_{\max j}]$  [2,6] с математическим ожиданием:

$$m_1 \Pi_j = \sqrt{\Pi_{\max j} \Pi_{\min j}} = P_{ej} / 4m^2 \pi R_{BPj}^2; \quad \Pi_{\min j} = P_{ej} / 4\pi R_{BPj}^2; \quad \Pi_{\max j} = P_{ej} / 4m^4 \pi R_{BPj}^2. \quad (13)$$

Вклад  $\Pi_{\Sigma 2j}$  ЭМИ РЭС этой кольцевой зоны в электромагнитный фон в точке наблюдения определим очевидным образом как произведение средней интенсивности ЭМИ РЭС (13) на среднее число  $N_{A2j}$  ЭМИ РЭС в этой зоне:

$$\Pi_{\Sigma 2j} = \lim_{m \rightarrow \infty} N_{A2j} m_1 \Pi_j = \lim_{m \rightarrow \infty} P_{ej} c_j \frac{m^2 - 1}{4m^2} = P_{ej} c_j / 4 = L_{Tj} / 4. \quad (14)$$

Таким образом, вклад ЭМИ РЭС  $j$ -го вида из зоны интерференционного РРВ определяется исключительно ЭМН на территорию, создаваемой этими РЭС. Поэтому совокупный вклад  $\Pi_{\Sigma 2j}$  ЭМИ РЭС всех  $J$  видов, расположенных в зонах интерференционного РРВ, в суммарную

интенсивность ЭМП в точке наблюдения, также определяется создаваемой этими РЭС суммарной ЭМН на территорию  $L_{TJ}$  :

$$\Pi_{\Sigma 2J} = \sum_{j=1}^J L_{Tj} / 4 = L_{TJ} / 4; \quad L_{TJ} = \sum_{j=1}^J L_{Tj} . \quad (15)$$

Сумма (12) и (15) составляет полную среднюю суммарную интенсивность ЭМП от РЭС первой группы всех  $J$  видов и связана с их ЭМН на территорию следующим соотношением:

$$\Pi_{\Sigma 1J} = \Pi_{\Sigma 1J} + \Pi_{\Sigma 2J} = L_{TJW} / 2 + L_{TJ} / 4; \quad L_{TJ} = \sum_{j=1}^J L_{Tj}; \quad L_{TJW} = \sum_{j=1}^J L_{Tj} C_{\lambda j} . \quad (16)$$

При увеличении высоты точки наблюдения над поверхностью вклад слагаемого (15) ослабевает, и при  $H_{OP} \geq 10\lambda_j, j = 1, \dots, J$  им можно пренебречь.

### Интенсивность ЭМП от абонентских РЭС с ненаправленным ЭМИ

Как и в [2], рассмотрим отдельно 2 слагаемых совокупного ЭМП от РЭС этой группы в точке наблюдения:

- первое слагаемое – преобладающее ЭМП от ближайшего РЭС данной группы;
- второе слагаемое – ЭМП от прочих РЭС данной группы, образующих в точке наблюдения квазистационарный электромагнитный фон.

Характеристики первого слагаемого могут быть определены из плотности распределения вероятности интенсивности ЭМП от РЭС рассматриваемой группы в точке наблюдения, причем интерес представляет правая часть этого распределения, соответствующая области мощных сигналов. Очевидно, что эта часть распределения определяется ЭМИ РЭС из окрестности точки наблюдения со свободным РРВ (4), а уровень преобладающего ЭМП в рассматриваемой точке может быть определен оценкой характеристик наибольшего значения в выборке значений интенсивности  $\Pi_{kn}, n = 1, \dots, N$ , ЭМП при условии, что распределение вероятности этих значений учитывает условия РРВ и характер пространственного распределения РЭС в окрестности точки наблюдения.

При равномерном случайном территориальном распределении РЭС  $k$ -го вида с пуассоновским вероятностным режимом (2), средней плотностью  $\rho_k$  и свободном РРВ, эта плотность распределения  $w(\Pi_k)$  и среднее число  $N_k$  сигналов РЭС этого вида в точке наблюдения с уровнями выше порога  $\Pi_{\min}$ , определяющего условный радиус  $R_{\max k}$  зоны радиовидимости РЭС  $k$ -го вида из точки наблюдения, имеют вид [2,6]:

$$w(\Pi_k) = \frac{\Pi_{\min}}{\Pi_k^2}, \quad \Pi_k \geq \Pi_{\min}; \quad R_{\max k} = \sqrt{\frac{P_{ek}}{4\pi\Pi_{\min}}}; \quad (17)$$

$$N_k = \pi\rho_k R_{\max k}^2 = \frac{\rho_k P_{ek}}{4\Pi_{\min}} = \frac{L_{Tk}}{4\Pi_{\min}}; \quad L_{Tk} = \rho_k P_{ek}.$$

Распределение вероятностей  $w(\Pi_k)$  не зависит от каких-либо характеристик РЭС  $k$ -го вида: единственный параметр  $\Pi_{\min}$  этого распределения характеризует энергетический порог восприятия ЭМП в точке наблюдения. Поэтому ЭМП всех  $N_K$  РЭС данной группы образуют единый ансамбль с распределением вероятности (17). Среднее суммарное число этих ЭМП в ансамбле (средний объем выборки) будет определяться суммарной ЭМН на территорию  $L_{TK}$  от всех РЭС этой группы:

$$N_K = \sum_{k=1}^K N_k = L_{TK} / 4\Pi_{\min}, \quad L_{TK} = \sum_{k=1}^K L_{Tk}. \quad (18)$$

Представление ансамбля  $N = \text{int}\{N_K\}$  значений случайной величины  $\Pi_k$ , имеющей распределение (17), в виде вариационного ряда, позволяет с помощью известных приемов определить распределение вероятности  $N$ -й порядковой статистики  $\Pi_{KN}$  этого ряда, а также определить функцию распределения вероятности  $F_N(\Pi_{KN})$  при условии, что число сигналов равно  $N$ .

В [4] показано, что при  $N \geq 100$  полученные таким образом оценки с высокой точностью совпадают с оценками, полученными на основе оценок уровня преобладающего сигнала в точке наблюдения с использованием моделей (2), (4).

Учитывая данные обстоятельства, подстановка в (8) значения суммарной ЭМН на территорию  $L_{TK}$  от всех РЭС этой группы позволяет получить окончательное соотношение для оценки вероятности непревышения плотностью потока мощности  $\Pi_k$  преобладающего ЭМП от РЭС какого-либо из  $K$  рассматриваемых видов (абонентских РЭС с ненаправленным ЭМИ и автоматической регулировкой э.и.и.м.) уровня  $\Pi_{\max} = \Pi_{MPL} - \Pi_{BG}$  при наличии электромагнитного фона с интенсивностью  $\Pi_{BG}$ , обусловленного ЭМИ РЭС различных служб из области радиовидимости вокруг точки наблюдения:

$$P \Pi_k \leq \Pi_{MPL} - \Pi_{BG} = \frac{2 \Pi_{MPL} - \Pi_{BG}}{L_{TK}} \left( 1 - e^{-\frac{L_{TK}}{2 \Pi_{MPL} - \Pi_{BG}}} \right). \quad (19)$$

Составляющая этого фона, формируемая совокупным ЭМИ РЭС всех  $K$  видов этой группы, за исключением преобладающего по уровню ЭМИ РЭС этой группы, может быть получена суммированием (7) для РЭС всех видов:

$$\Pi_{BGK} = \Pi_{\Sigma 1K} + \Pi_{\Sigma 2K}, \quad \Pi_{\Sigma 1K} = \frac{1}{4} \sum_{k=1}^K L_{Tk} Z_k, \quad \Pi_{\Sigma 2K} = \frac{L_{TK}}{4}, \quad Z_k = \sum_{H=2}^{\text{int } N_{Ak}} \frac{1}{H-1}. \quad (20)$$

В соотношении (20) первая составляющая  $\Pi_{\Sigma 1K}$  фона формируется ЭМИ РЭС, располагаемыми в  $R_{BPK}$ -окрестности точки наблюдения, и представляет собой взвешенную сумму ЭМН на территорию от РЭС всех  $K$  видов; вторая составляющая  $\Pi_{\Sigma 2K}$  фона формируется ЭМИ РЭС, располагаемыми за пределами  $R_{BPK}$ -окрестности точки наблюдения, и полностью определяется суммарной ЭМН на территорию от РЭС всех  $K$  видов.

Нетрудно убедиться, что и допустимый уровень ЭМН на территорию  $L_{maxK}$  от ЭМИ РЭС всех  $K$  видов, при котором вероятность  $p(\Pi_k \geq \Pi_{\max})$  превышения в рассматриваемой точке наблюдения интенсивностью  $\Pi_k$  преобладающего ЭМП от РЭС всех  $K$  видов заданного уровня  $\Pi_{\max}$  не превысит значения  $P$ , также может быть определен непосредственно из (9), (10).

В заключение необходимо подчеркнуть, что к РЭС рассмотренной группы могут быть отнесены как все абонентские станции подвижной службы (телефоны сотовой связи, радиостанции служебной связи, модемы передачи данных и т.п.), так и все стационарные РЭС с небольшими высотами подвеса антенн, соизмеримыми с высотой точки наблюдения. Случайность взаимного размещения РЭС и точки наблюдения обусловлена как случайным распределением РЭС по территории, так и случайным выбором координат точки наблюдения. Последнее позволяет использовать изложенный подход и в случаях, когда в пространственном размещении РЭС какого либо вида из  $K$  принимаемых во внимание наблюдаются признаки регулярности, и адекватность модели (2) для РЭС данного вида вызывает сомнение.

### Интенсивность ЭМП от мобильных РЭС со случайной э.и.и.м.

Функция распределения  $P(\Pi_k)$  вероятности плотности потока мощности от ближайшего РЭС второй группы  $k$ -го вида с постоянной э.и.и.м.  $P_e$  при их случайном территориальном размещении с плотностью  $\rho$  и вероятностным режимом (2), а также при свободном РРВ (4), имеет следующий вид [4]:

$$P \Pi_k = \Gamma(1, \rho P_e / 4 \Pi_k) = \exp(-\rho P_e / 4 \Pi_k). \quad (21)$$

Если э.и.и.м. РЭС  $k$ -го вида второй группы случаев из числа рассмотренных выше случайна с плотностью вероятности  $w(P_e)$ , то всю совокупность РЭС этого вида можно представить в виде композиции множества  $G$  подгрупп РЭС, при этом каждая  $g$ -я подгруппа ( $g = 1, \dots, G$ ) характеризуется значением э.и.и.м.  $P_{eg}$  в направлении на точку наблюдения и территориальной плотностью  $\rho_g = \rho w(P_{eg}) dP_e$ . Тогда вероятность непревышения величины  $\Pi_k$  интенсивностью ЭМП от РЭС всех  $g$  подгрупп будет равна произведению вероятностей

$$P \Pi_k = \lim_{G \rightarrow \infty} \left( \prod_{g=1}^G \exp \left( -\frac{\rho_g P_{eg}}{4\Pi_k} \right) \right) = \lim_{G \rightarrow \infty} \left( \exp \left( -\frac{\rho}{4\Pi_k} \sum_{g=1}^G P_{eg} \right) \right) = \exp -L_{TAK} / 4\Pi_k ; \quad (22)$$

$$L_{TAK} = \rho m_1 P_e ,$$

где  $m_1(P_e)$  – математическое ожидание э.и.и.м.  $P_e$ ,  $L_{TAK}$  – усредненная ЭМН на территорию от РЭС  $k$ -го вида со случайной э.и.и.м.

Аналогичным образом нетрудно доказать, что при наличии в окрестности точки наблюдения  $K$  видов РЭС группы подобных случаев (высота РЭС над поверхностью близка к высоте точки наблюдения, э.и.и.м.  $P_{ek}$  случайны, территориальное распределение РЭС каждого вида случайно равномерно с плотностью  $\rho_k$  и может быть описано моделью (2)) вероятность превышения величины  $\Pi_k$  интенсивностью ЭМП от РЭС всех  $g$  подгрупп будет равна

$$P \Pi_K = \exp \left( -\frac{L_{TAK}}{4\Pi_K} \right); \quad L_{TAK} = \sum_{k=1}^K \rho_k m_1 P_{ek} = \sum_{k=1}^K L_{TAK} , \quad (23)$$

где  $L_{TAK}$  – усредненная ЭМН на территорию от РЭС всех  $K$  видов со случайной э.и.и.м.

Соотношения (19),(21)–(23) свидетельствуют о том, что результаты [2], касающиеся определения допустимого уровня ЭМН на территорию от ЭМИ АС сотовой связи, при котором вероятность превышения в рассматриваемой точке наблюдения интенсивностью ЭМП ближайшего АС заданного уровня  $\Pi_{max}$  не превысит значения  $P$ , могут быть распространены на случай неоднородной РЭО, для которой характерно случайное размещение в окрестности точки наблюдения РЭС  $K$  видов; допустимый уровень ЭМН на территорию от РЭС всех  $K$  видов, не превышаемый с вероятностью  $P$ , определится соотношениями, аналогичными (9),(10):

$$L_{max TAK} \approx 4P\Pi_{max} \left( 1 + P \right) \Big|_{P \leq 0,1} \approx 4P\Pi_{max} \Big|_{P \leq 0,01} \quad \Pi_{max} = \Pi_{MPL} - \Pi_{BG} . \quad (24)$$

### Оценка относительной интенсивности ЭМП при неоднородности энергетических критериев электромагнитной безопасности для РЭС различных групп

При анализе данного вопроса следует иметь в виду, что принятые значения ПДУ ЭМП определяются не только такими факторами, как степень опасности для здоровья населения ЭМИ различных РЭС, степень приоритетности РЭС различных групп и т.п., но и степень неотвратимости экологического риска от их функционирования. Так, ПДУ ЭМП сотовой связи, ограничивающий вынужденный риск для здоровья населения, в соответствии с [3] составляет  $0,1 \text{ Вт/м}^2$ , а ПДУ ЭМП от АС сотовой связи, ограничивающий добровольный риск для здоровья его владельца, в соответствии с [7], составляет  $1 \text{ Вт/м}^2$ , т.е. в 10 раз выше. В этой связи при оценке относительной интенсивности ЭМП в условиях неоднородности энергетических критериев электромагнитной безопасности для РЭС различных групп ограничимся рассмотрением ситуаций, когда эти критерии характеризуют уровень вынужденного экологического риска.

Рассмотрим варианты оценки суммарной относительной интенсивностью  $X$  ЭМП в точке наблюдения, принимая во внимание правило (11).

1. Для РЭС инфраструктуры с ненаправленным ЭМИ (РЭС  $J$  видов, первая группа случаев из рассмотренных выше в п.4 раздела 1), если для этой группы случаев принято  $\mu=1, \dots, M$  значений ПДУ  $\Pi_{MPL1}, \Pi_{MPL2}, \dots, \Pi_{MPLM}$ , соотношение (16) преобразуется к следующему виду:

$$X_{\Sigma 1J} = X_{\Sigma 1J} + X_{\Sigma 2J} = \sum_{\mu=1}^M \left( \frac{L_{TJW\mu}}{2\Pi_{MPL\mu}} + \frac{L_{TJ\mu}}{4\Pi_{MPL\mu}} \right); \quad (25)$$

$$L_{TJW\mu} = \sum_{j=J_{\mu-1}}^{J_{\mu}} L_{Tj} C_{\lambda j}; \quad L_{TJ\mu} = \sum_{j=J_{\mu-1}}^{J_{\mu}} L_{Tj}; \quad J_0 = 1; \quad J = \sum_{\mu=1}^M J_{\mu} ,$$

где  $J_{\mu}$  – количество видов РЭС в  $\mu$ -й подгруппе РЭС данной группы, для которых принято значение  $\Pi_{MPL\mu}$  ПДУ ЭМП,  $L_{TJW\mu}$ ,  $L_{TJ\mu}$  – «взвешенная» и «абсолютная» суммарная ЭМН на терри-

торию от РЭС  $\mu$ -й группы соответственно,  $X_{\Sigma 1J}$ ,  $X_{\Sigma 2J}$  – суммарная относительная интенсивность ЭМП в точке наблюдения от РЭС  $\mu$ -й подгруппы, расположенных в зоне свободного РРВ и за его пределами соответственно.

2. Для мобильных РЭС с ненаправленными ЭМИ (РЭС  $K$  видов, вторая группа случаев из рассмотренных выше в п.4 раздела 1), если для этой группы случаев принято  $\nu=1, \dots, N$  значений ПДУ  $\Pi_{MPL1}$ ,  $\Pi_{MPL2}, \dots, \Pi_{MPLN}$ , соотношение (20), определяющее суммарную интенсивность электромагнитного фона, формируемого совокупным ЭМИ РЭС всех  $K$  видов этой группы, за исключением преобладающего по уровню ЭМИ РЭС этой группы в точке наблюдения, преобразуется к следующему виду:

$$X_{BGK} = X_{\Sigma 1K} + X_{\Sigma 2K}; \quad X_{\Sigma 1K} = \sum_{\nu=1}^N \frac{\Pi_{\Sigma 1K\nu}}{\Pi_{MPL\nu}}; \quad X_{\Sigma 2K} = \sum_{\nu=1}^N \frac{\Pi_{\Sigma 2K\nu}}{\Pi_{MPL\nu}}; \quad (26)$$

$$\Pi_{\Sigma 1K\nu} = \frac{1}{4} \sum_{k=K_{\nu-1}}^{K_{\nu}} L_{Tk} Z_k, \quad Z_k = \sum_{H=2}^{int N_{Ak}} \frac{1}{H-1}; \quad \Pi_{\Sigma 2K\nu} = \frac{1}{4} \sum_{k=K_{\nu-1}}^{K_{\nu}} L_{Tk}; \quad K_0 = 1; \quad K = \sum_{\nu=1}^N K_{\nu},$$

где  $K_{\nu}$  – количество видов РЭС в  $\nu$ -й подгруппе РЭС данной группы, для которых принято значение  $\Pi_{MPL\nu}$  ПДУ ЭМП,  $L_{Tk}$  – суммарная ЭМН на территорию от РЭС  $k$ -ой группы,  $X_{\Sigma 1J}$ ,  $X_{\Sigma 2J}$  – суммарная относительная интенсивность ЭМП в точке наблюдения от РЭС  $\nu$ -й подгруппы, расположенных в зоне свободного РРВ и за его пределами соответственно;  $int\{N_{Ak}\}$  – целая часть среднего числа  $N_{Ak}$  РЭС  $k$ -го вида в  $R_{BPK}$  – окрестности точки наблюдения.

Для оценки вклада в суммарную относительную интенсивность ЭМП в точке наблюдения ближайших к этой точке РЭС  $N$  подгрупп используем аргументацию, приведенную выше в разд. 4. Из (22),(23) следует, что функция распределения вероятности относительной интенсивности ЭМП от РЭС  $\nu$ -й подгруппы, для которой определено значение  $\Pi_{MPL\nu}$  ПДУ ЭМП, имеет следующий вид:

$$P_{\nu} X = \Gamma\left(1, \frac{L_{T\nu}}{4\Pi_{MPL\nu} X}\right) = \exp\left(-\frac{L_{T\nu}}{4\Pi_{MPL\nu} X}\right), \quad L_{T\nu} = \rho_{\nu} P_{\nu}.$$

Вероятность непревышения величины  $X$  относительной интенсивностью ЭМП от РЭС какой-либо из  $N$  подгрупп будет равна произведению вероятностей

$$P_N X = \prod_{\nu=1}^N \exp\left(-\frac{L_{T\nu}}{4\Pi_{MPL\nu} X}\right) = \exp\left(-\frac{1}{4X} \sum_{\nu=1}^N \frac{L_{T\nu}}{\Pi_{MPL\nu}}\right). \quad (27)$$

Отсюда относительная интенсивность ЭМП, преобладающего в ансамбле ЭМП в точке наблюдения и излучаемого одним из ближайших РЭС какой-либо из  $N$  подгрупп, будет определяться уровнем значимости  $P=(1-P_N)$  и взвешенной суммой ЭМН на территорию, создаваемой ЭМИ РЭС всех  $N$  подгрупп:

$$X_{PrK} = -\frac{1}{4 \ln(1-P)} \sum_{\nu=1}^N \frac{L_{T\nu}}{\Pi_{MPL\nu}} \approx \frac{1}{4P} \sum_{\nu=1}^N \frac{L_{T\nu}}{\Pi_{MPL\nu}}, \quad P \ll 1. \quad (28)$$

Следует обратить внимание на совпадение (28) и (24) при  $P \ll 1$ . В частности, для систем сотовой связи, использующих диапазон УВЧ с ПДУ  $0,1 \text{ Вт/м}^2$ , для уровня значимости  $P=0,01$ , принятого в [5], получим простое соотношение, связывающее допустимую ЭМН на территорию  $(L_{TCT})_{\max}$  от абонентских устройств сотовой связи и допустимый уровень  $(X_{MS})_{\max}$  относительной интенсивности ЭМП от этих устройств:

$$L_{TCT \max} \approx 0,004 X_{MS \max}; \quad (29)$$

значение  $(X_{MS})_{\max}$  должно определяться с учетом электромагнитного фона в точке наблюдения. Суммарная относительная интенсивность ЭМП от РЭС, соответствующих  $J+K$  случаям из числа рассмотренных выше в п. 4 раздела 1, определится суммированием (25),(26) и (28):

$$X_{\Sigma} = X_{\Sigma IJ} + X_{BGK} + X_{PrK}. \quad (30)$$

### Заклучение

Приведенный выше материал в полной мере иллюстрирует значение ЭМН на территории (1) как важнейшего системного параметра радиоэлектронной обстановки, определяющего в интегральной форме ее электромагнитную безопасность. Соотношения (12), (15), (16), (19), (20), (22), (23), (24)–(30) позволяют связать суммарную интенсивность ЭМП в точке наблюдения с ЭМН на территорию от всей совокупности стационарных и мобильных РЭС различных типов, служб и иерархии, располагаемых как в  $R_{Brk}$ -окрестности точки наблюдения, где имеет место свободное РРВ, так и за ее пределами в области интерференционного РРВ.

Таким образом, представленный выше материал позволяет разработать практическую методику непосредственной оценки электромагнитной безопасности населения на основании данных о частотных присвоениях, содержащихся в соответствующих БД регионального и национального уровня, а также сведений об охвате населения услугами мобильной связи (сетями сотовой связи и передачи данных, ведомственными сетями радиосвязи). В отличие от [1,2], приведенные результаты позволяют выполнить эти оценки с учетом различных видов неоднородности РЭО – неоднородности номенклатуры стационарных и мобильных РЭС, случайности ориентации РЭС с направленным ЭМИ (случайности э.и.и.м. в направлении на точку наблюдения), а также неоднородности энергетических критериев электромагнитной безопасности для РЭС различных типов и диапазонов частот. Подобная методика может быть использована при решении задач управления использованием радиочастотного спектра с ориентацией на мониторинг электромагнитной безопасности населения, обеспечивая интегральную оценку экологической опасности ЭМИ РЭС различных служб и систем.

## TERRESTRIAL ELECTROMAGNETIC FILLING IN NONHOMOGENEOUS RADIO-ELECTRONIC ENVIRONMENT

V.I. MORDACHEV

### Abstract

The analysis of the terrestrial electromagnetic filling in severe radio-electronic environment specified by heterogeneity of the composition of stationary and mobile radio-electronic devices (RED), specified by presence of RED with a directivity and randomness of electromagnetic radiation power, and also by heterogeneity of power criteria of electromagnetic safety for RED of various kinds is made. The equations defining the relationship of terrestrial electromagnetic filling in such radio-electronic environment with total intensity of an electromagnetic background, created by stationary and mobile RED at a terrestrial surface, and also with probability of excess of maximum permissible level by the sum of total intensity of electromagnetic field from stationary and mobile RED, and of intensity of an external electromagnetic background, are received.

### Список литературы

1. Мордачев В.И. // Докл. БГУИР. 2012. №6(68). С. 116–123.
2. Мордачев В.И. // Докл. БГУИР. 2012. №7(689). С. 25–33.
3. СанПиН РБ 2.2.4/2.1.8.9-36-2002. Электромагнитные излучения радиочастотного диапазона.
4. *Siwiak K.* Radiowave Propagation and Antennas for Personal Communications. Boston. 1998.
5. Оценка риска для здоровья населения от воздействия электромагнитных полей, создаваемых базовыми станциями сотовой подвижной электросвязи и широкополосного беспроводного доступа. Инструкция по применению. Минск, 2010.
6. Мордачев В.И. Системная экология сотовой радиосвязи. Минск, 2009.
7. СанПиН 2.1.8/2.2.4.1190-03 РФ. Гигиенические требования к размещению и эксплуатации средств сухопутной подвижной радиосвязи.

УДК 535.24

## ВЛИЯНИЕ СЕТЧАТООБРАЗНЫХ МАТЕРИАЛОВ НА КОЭФФИЦИЕНТ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЯРКОСТИ ОБЪЕКТОВ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ УГЛАХ НАБЛЮДЕНИЯ

ДЖАМАЛЬ СААД ОМЕР, И.М. ЦИКМАН\*, Ю.В. БЕЛЯЕВ\*

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

\*Институт прикладных физических проблем им. А.Н. Севченко  
Курчатова, 7, Минск, 220108, Беларусь

Поступила в редакцию 14 ноября 2012

Описаны результаты исследований спектральных параметров отраженного от поверхности различных материалов излучения. Представлены методы обработки полученных данных. Приведены результаты определения коэффициента спектральной яркости (КСЯ) отраженного различными материалами излучения для разных углов наблюдения.

*Ключевые слова:* спектр отражения, коэффициент спектральной яркости, углы визирования, фазовые углы.

### Введение

Снижение заметности различных объектов и скрытие информации об их свойствах и местоположении является важнейшей задачей противодействия средствам технической разведки и снижения уровня информационных утечек.

Для снижения заметности при дистанционном зондировании в летний период требуется снижение контраста КСЯ скрываемых объектов на фоне растительности.

Применение различных маскировочных сеток позволяет значительно снизить контраст по отношению к фонам в оптической области спектра в видимом, среднем инфракрасном и тепловом диапазонах. Однако контраст может быть усилен при использовании спектрально-зональной съемки [1]. При этом регистрируется ряд изображений исследуемых объектов в нескольких узких спектральных полосах (выделяемых интерференционными фильтрами), где различие в уровне отраженного излучения объект-фон максимальны. Затем попиксельно обрабатывая полученные снимки, создают синтезированные изображения наблюдаемой сцены. Для минимизации подобных эффектов усиления контраста исследуется спектральная зависимость яркости излучения объектов, фонов и различных маскировочных сеток в видимом и ИК-диапазонах спектра и выбираются оптимальные варианты использования различных сеток.

Следует учесть, что в условиях меняющейся освещенности (различные высоты и положение Солнца) при наружном наблюдении необходимо учитывать изменения величины КСЯ для разных фазовых углов – углов между потоком падающего солнечного излучения и направлением визирования. В данной работе приводятся результаты исследования параметров отраженного от поверхности скрываемых объектов и различных маскировочных сеток излучения для нескольких фазовых углов, характерных при наблюдении в натуральных условиях.

### Методика эксперимента

КСЯ характеризует относительное спектральное распределение яркости отражающей поверхности. В данной работе анализируется зависимость данного параметра от длины волны

отраженного излучения при различных фазовых углах. КСЯ –  $R(\lambda)$  – определяется отношением спектральной плотности энергетической яркости (СПЭЯ) исследуемой поверхности  $L(\lambda)$  к СПЭЯ ортотропной поверхности  $L_0(\lambda)$ , имеющей коэффициент отражения близкий к единице и освещенной так же, как и исследуемая поверхность:

$$R(\lambda) = \frac{L(\lambda)}{L_0(\lambda)}.$$

Исследования зависимостей КСЯ образцов от угла наблюдения проводились на гониометрической установке. Угол падения коллимированного излучения галогенной лампы на поверхность образцов устанавливался равным  $45^\circ$ . Регистрация и обработка данных измерений проводились по методике, описанной в [2]. В качестве эталонного диффузного отражателя (ортотропной поверхности) для получения КСЯ использовалась пластина из молочного стекла марки МС-20 толщиной 10 мм, на СПЭЯ которой нормировались спектры отражения остальных образцов. Относительная неопределенность измерений КСЯ зависит от точности калибровки и чувствительности спектрорадиометра, с помощью которого регистрировались спектры, и составляет в области  $0,35 \dots 1,05$  мкм менее 5%, в области  $1,05 \dots 2,5$  мкм порядка 10%.

### Результаты и их обсуждение

Исследовались следующие образцы:

- свежесрезанный лист липы (в качестве образца растительности);
- пластина металла, окрашенного в зеленый цвет;
- образец в виде пластины толщиной  $3 \dots 7$  мм, состоящий из сухого измельченного лаврового листа, закрепленного акриловым герметиком на пластиковой подложке;
- комбинированные, включающие в себя металлическую пластину и набор сеток с различными параметрами ячеек и окраски.

Использовались сетки четырех видов – на тканевой основе с маскировочной окраской двух типов (сетка 1 и сетка 2), пластиковая (сетка 3) и металлическая (сетка 4) сетки, окрашенные в зеленый цвет. Размер ячеек варьировался от 1,5 до 2 мм, у тканевых сеток – до  $3 \dots 4$  мм у пластиковых и металлических сеток.

На рис. 1 представлены КСЯ различных образцов при нулевом угле визирования, т.е. при наблюдении вдоль нормали к поверхности образцов.

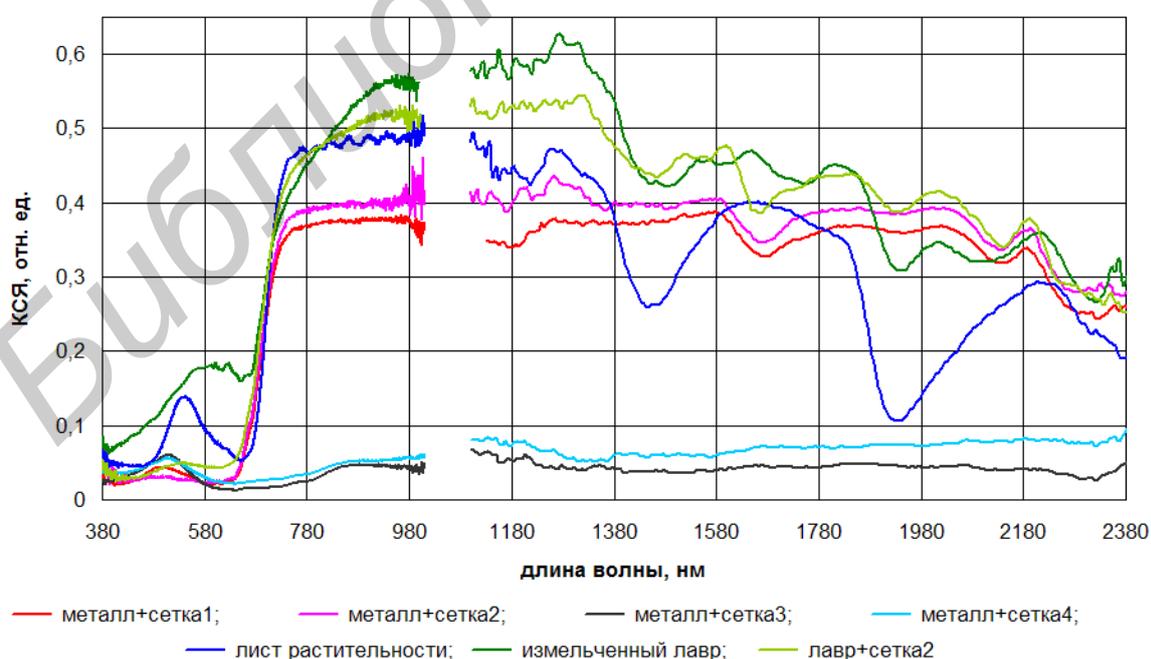


Рис. 1. Коэффициенты спектральной яркости исследуемых образцов для фазового угла  $45^\circ$

Наименьшие различия в спектрах КСЯ в видимой и ближней ИК-областях наблюдаются между листом растительности и комбинированным материалом на основе сухого лаврового листа с тканевой маскировочной сеткой темно-зеленой окраски. В области 1000...2400 нм минимальные различия с листом растительности наблюдается у металлической пластины покрытой такой же маскировочной сеткой на тканевой основе с темно-зеленой окраской. Максимальные различия по уровню КСЯ с листом растительности, особенно в области 1000...2400 нм показали образцы с окрашенной металлической пластиной и пластиковой и металлической сетками. Ход кривой КСЯ образца на основе сухого лаврового листа подобен кривой свежесрезанного листа растительности за исключением областей 580...680 нм в видимой области спектра и в ИК-области в полосах поглощения воды 1420 нм и 1900 нм, содержащейся в листовой ткани. Однако с учетом интенсивного поглощения водяными парами в атмосфере проходящего солнечного излучения в полосах 1420 нм и 1900 нм при наблюдении оптическими приборами, это отличие не является определяющим для заметности объекта.

На рис. 2 приведены кривые КСЯ исследуемых образцов при различных углах визирования  $0^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $55^\circ$ . Для угла падения коллимированного пучка излучения на поверхность образцов, равного  $45^\circ$ , фазовые углы составляли –  $45^\circ$ ,  $75^\circ$ ,  $90^\circ$  и  $100^\circ$ . Фазовые углы  $45^\circ$  и  $75^\circ$  соответствуют углам наблюдения в натуральных условиях вертикальной поверхности объекта при различных угловых положениях Солнца за наблюдателем, а углы  $90^\circ$  и  $100^\circ$  – горизонтальной плоскости при положении Солнца перед наблюдателем.

КСЯ растительности (см. рис. 2, а) плавно растет с увеличением угла наблюдения во всем рассматриваемом спектральном диапазоне. Наибольший рост значений КСЯ у растительности в видимой области спектра. В ИК-области 750...2400 нм значения КСЯ увеличиваются с увеличением фазового угла в меньшей степени. Максимальных значений КСЯ листа растительности достигает при угле наблюдения  $55^\circ$ , а не при зеркальном –  $45^\circ$ , как у остальных образцов.

На рис. 2, б приведены КСЯ металлической окрашенной пластины. Особенностью этого графика является резкое увеличение значений КСЯ при зеркальном угле наблюдения  $45^\circ$  (фазовый угол  $90^\circ$ ). При таком угле наблюдения объект будет резко выделяться на естественных фонах.

Для окрашенной металлической пластины, закрытой различными сетками (рис. 2, в–е), характерно значительное снижение значений КСЯ при зеркальном угле наблюдения. Из рисунков видно, что минимальное отличие в значениях КСЯ от листа растительности во всем регистрируемом диапазоне (интегральные значения, характерные для видеосистем наблюдения без спектрального усиления контраста) при зеркальном угле наблюдения среди образцов с сеткой оказалось у образца «металл+сетка 4», т.е. с металлической сеткой. Этот результат можно объяснить волнистой поверхностью металлической сетки и переотражением и поглощением излучения между сеткой и окрашенной поверхностью металла. Однако спектральный ход кривой КСЯ такого образца в отдельных спектральных зонах значительно отличается от КСЯ растительности и при использовании спектральной съемки в узких спектральных диапазонах контраст с растительностью можно значительно усилить.

Для остальных сеток характерным является значительное увеличение значений КСЯ при зеркальном угле  $45^\circ$  от значений при других углах наблюдения. Для углов наблюдения  $0^\circ$ ,  $30^\circ$  и  $55^\circ$  наименьшее отличие распределения КСЯ по длинам волн от растительности наблюдается у образцов металлической пластины, покрытой маскировочными сетками на тканевой основе (рис. 2, в–г). Однако за счет ровной и значительной по площади поверхности плотной тканевой основы между порами сетки, при зеркальном угле  $45^\circ$  данный образец «бликует». Интенсивность отраженного излучения при этом возрастает в среднем в 1,5...2 раза, но не в такой степени, как у открытого металла.

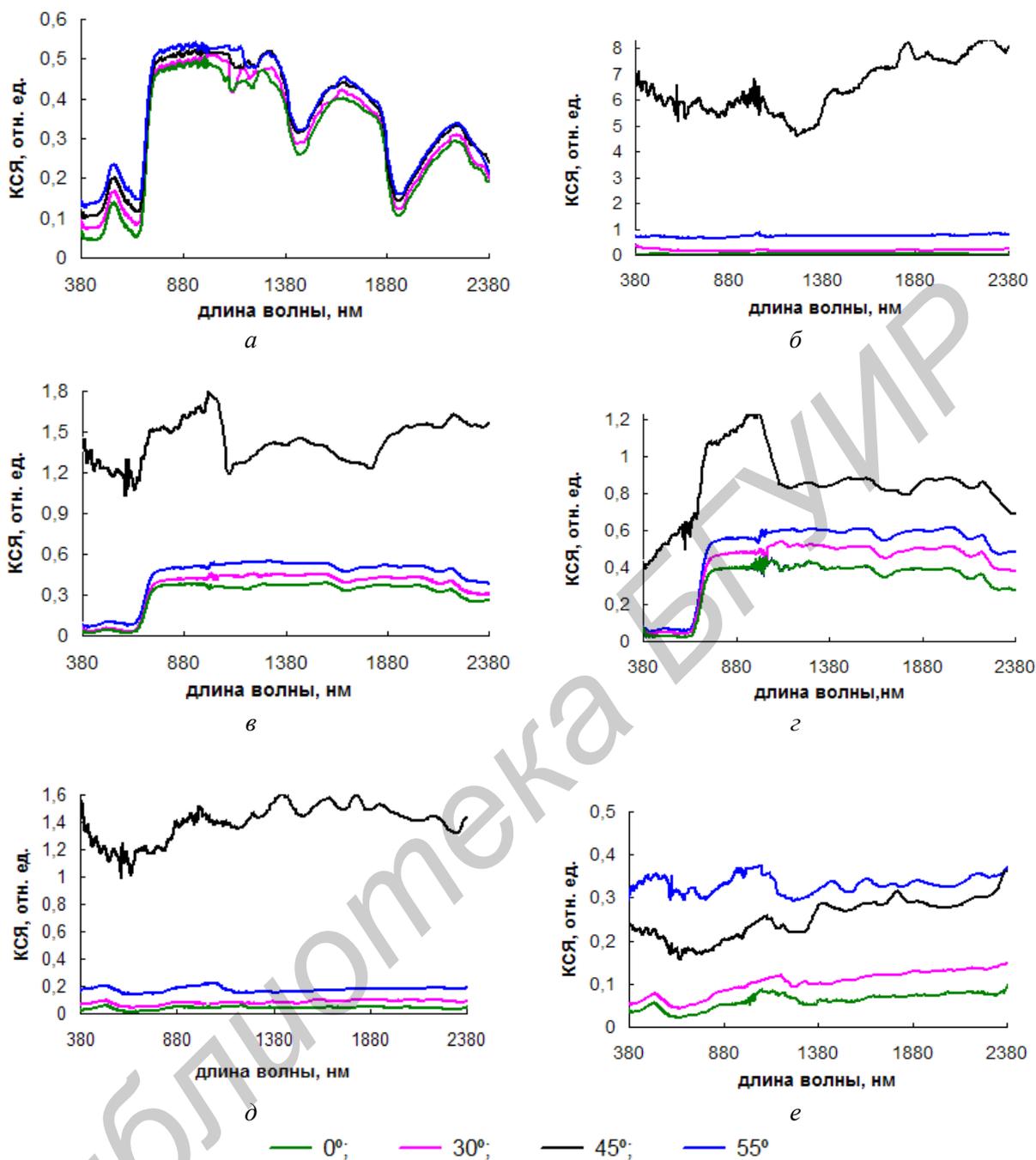


Рис.2. Распределение КСЯ при углах наблюдения  $0^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $55^\circ$  для:  
*a* – листа растительности; *b* – пластины окрашенного в зеленый цвет металла;  
*в* – образца металла и сетки 1; *г* – образца металла и сетки 2; *д* – образца металла и сетки 3;  
*е* – образца металла и сетки 4

### Заключение

Все рассмотренные образцы сеток при зеркальном угле наблюдения значительно снижают величину КСЯ «открытой» поверхности металла и приближают эти значения к отражательным характеристикам растительности во всем спектральном диапазоне наблюдения, что позволяет использовать их для уменьшения заметности «бликующих» поверхностей объектов и уменьшать утечку информации по оптическим каналам при использовании приборов видеонаблюдения. При комплексном использовании различных технических средств зондирования (в том числе спектрозональной съемки) в широком спектральном диапазоне скрытие объектов затруднено. Тем не менее, использование данных сетчатых материалов, особенно сеток на тка-

невой основе с камуфляжной окраской, позволяет для большинства фазовых углов значительно уменьшить контраст и, соответственно, сократить дальность обнаружения скрываемых объектов оптическими приборами в области спектра 0,4-2,4 мкм.

## **EFFECT OF NET-MATERIALS ON THE SPECTRAL RADIANCE FACTOR OF THE OBJECTS FOR DIFFERENT VIEWING ANGLES**

JAMAL SAAD OMER, I.M. TSYKMAN, Y.V. BELYAEV

### **Abstract**

Methods are described for experimental studies of the spectral parameters of the reflected radiation from the surface of various materials. The methods of data processing are presented. The results of the determination of the spectral radiance factor of the reflected light materials for different viewing angles are shown.

### **Список литературы**

1. Беляев Ю.В., Катковский Л.В., Курикина Т.М., и др. // Журн. прикл. спектр. 2001. Т. 68, № 2. С. 258–263.
2. Беляев Ю.В., Омер Дж.Саад, Цикман И.М. // Докл. БГУИР. 2011. № 1(55). С.75–79.

УДК 621.315.592

**КОНТРОЛЬ ОСТАТОЧНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ В СТРУКТУРАХ Si-SiO<sub>2</sub>**

В.А. ЗЕЛЕНИН

*Физико-технический институт НАН Беларуси  
Купревича, 10, Минск, Беларусь**Поступила в редакцию 10 мая 2012*

Рассмотрены пути повышения точности контроля величины остаточных напряжений в структурах диоксид кремния-монокристаллическая кремниевая подложка. Приведены результаты определения уровня остаточных напряжений в структурах Si-SiO<sub>2</sub>.

**Введение**

В [1] было показано, что уровень напряжений в оксидных пленках более чем в 10<sup>2</sup> раз превышает уровень напряжений в кремниевых пластинах. Однако вскрытие окон в SiO<sub>2</sub> приводит к перераспределению напряжений. Уровень напряжений в пластинах зависит от топологии микросхем, в ряде случаев их величина может значительно превысить уровень первоначальных напряжений в оксидной пленке. Остаточные напряжения в кремниевых структурах существенно влияют на процент выхода годных кристаллов и на надежность интегральных микросхем (ИМС).

Методы расчета величин локальных напряжений в элементах микросхем в настоящее время отсутствуют. В связи с этим большое внимание уделяется развитию экспериментальных методов контроля остаточных напряжений.

В статье рассмотрены пути повышения точности контроля величины остаточных напряжений в структурах диоксид кремния-монокристаллическая кремниевая подложка (основа). Приведены полученные с их помощью результаты определения уровня остаточных напряжений в структурах Si-SiO<sub>2</sub>.

**Совершенствование метода контроля остаточных напряжений**

Анализ методов определения остаточных напряжений, возникающих в структурах Si-SiO<sub>2</sub> при высокотемпературном окислении кремниевой пластины, последующем охлаждении и травлении пленки диоксида с обратной (нерабочей) ее стороны, приведен в [2, 3]. Показано, что используемые в настоящее время экспериментальные методы контроля остаточных напряжений являются интегральными, т.е. позволяют получать значения напряжений, усредненные по площади структуры.

Измерение напряжений в структуре пленка-подложка, как правило, проводят путем определения радиуса кривизны структур вследствие изгиба, обусловленного осаждением или выщипыванием пленки на одной стороне подложки-основы. Напряжения  $\sigma$  в пленке обратно пропорциональны радиусу кривизны:

$$\sigma = \frac{E \cdot d^2}{6(1 - \mu)\rho h}, \quad (1)$$

где  $E$ ,  $\mu$  – модуль Юнга и коэффициент Пуассона материала подложки;  $d$  – толщина подложки;  $\rho$  – радиус кривизны;  $h$  – толщина пленки.

Для определения локальных напряжений в структурах Si-SiO<sub>2</sub> предложены методы, включающие селективное подтравливание кремния у краев оксидной пленки, определение от-

носительного удлинения свободного края оксида по распределению интерференционных максимумов [4, 5]. Величину напряжений в оксиде определяют по формуле:

$$\sigma = -\frac{l - l_0}{l} \cdot \frac{E_f}{1 - \mu_f}, \quad (2)$$

где  $l$  – длина свободного края оксида;  $l_0$  – исходная длина оксидной пленки до ее отделения;  $E_f$ ,  $\mu_f$  – модуль Юнга и коэффициент Пуассона пленки.

Эти методы позволяют исследовать остаточные напряжения в реальных рабочих кремниевых структурах. Отделение пленки от подложки проводят через окна в исследуемой пленке, вскрываемые методом фотолитографии по рабочим фотошаблонам изготавливаемых ИМС. Интерференционная картина в структуре Si-SiO<sub>2</sub> и схема изгиба края оксида кремния приведены на рисунке.

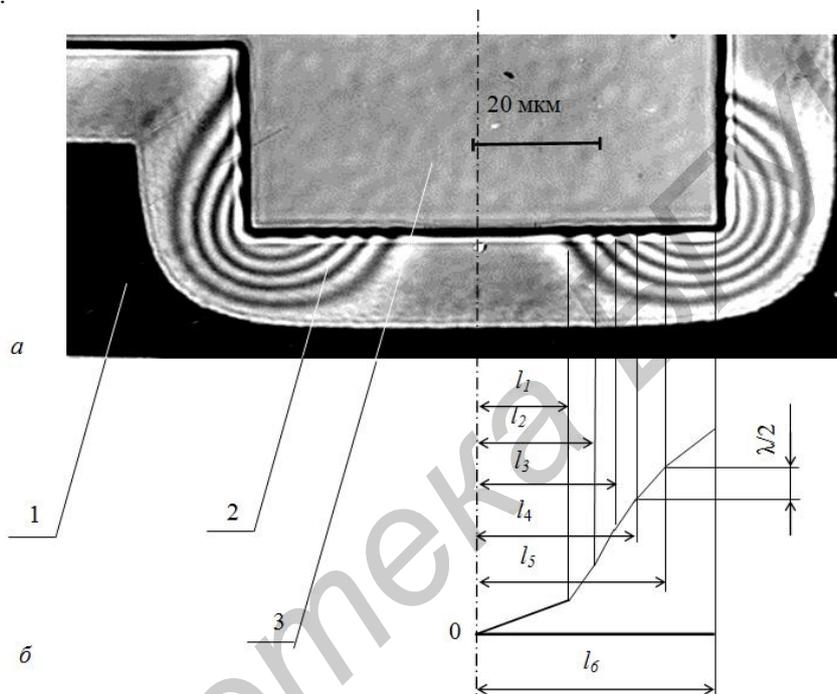


Рис. 1. Интерференционная картина (а) и схема изгиба края SiO<sub>2</sub> (б):  
1 – структура Si-SiO<sub>2</sub>, 2 – отделенная полоска SiO<sub>2</sub>, 3 – окно в SiO<sub>2</sub>

Конечную длину края отделенной пленки в соответствии с рис. 1,б определяют по формуле:

$$l = \sqrt{l_1^2 + \frac{\lambda^2}{4}} + \sum_{i=2}^n \sqrt{l_i - l_{i-1}}^2 + \frac{\lambda^2}{4}, \quad (3)$$

где  $l_1$  – расстояние от точки отсчета до первой линии интерференции;  $i$  – номер линии;  $n$  – количество линий;  $l_i - l_{i-1}$  – расстояние между двумя линиями интерференции с номерами  $i$  и  $i-1$ ;  $\lambda$  – длина волны света, в котором наблюдалась интерференционная картина (для зеленого  $\lambda=0,54$  мкм).

Итоговая формула для расчета напряжений с учетом (2) и (3) имеет вид:

$$\sigma = \pm \left( 1 - \frac{l_0}{\sqrt{l_1^2 + \frac{\lambda^2}{4}} + \sum_{i=1}^N \sqrt{l_i - l_{i-1}}^2 + \frac{\lambda^2}{4}} \right) \cdot \frac{E_f}{1 - \mu_f}. \quad (4)$$

Примеры интерференционных картин, наблюдаемых вокруг окон различной конфигу-

рации в термическом диоксиде кремния, приведены на рисунке.

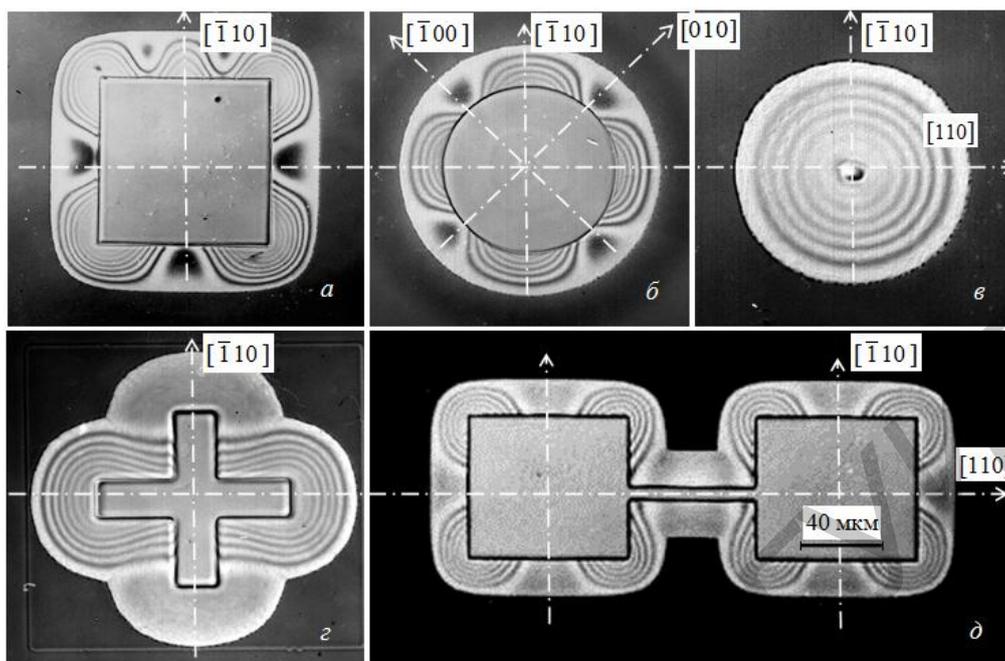


Рис. 2. Интерференционные картины, возникающие в структурах Si-SiO<sub>2</sub> при отделении края оксидной пленки от основы

Однако получаемая интерференционная картина не всегда отражает истинные значения остаточных напряжений в системе покрытие–основа. Это связано с тем, что кроме точного определения относительного удлинения свободного края отделенной от основы полоски покрытия, необходимо еще создать условия для полного снятия напряжений в свободном крае отделенной полоски.

Отделенная от основы вдоль границы окна полоска покрытия одним краем остается связанной с основой, и в ней сохраняется исходный уровень остаточных напряжений. Для системы Si-SiO<sub>2</sub> в оксидной пленке, как правило, эти напряжения являются сжимающими. По мере увеличения ширины отделяемой от основы полоски уровень остаточных напряжений в ней постепенно снижается. В свободном крае отделенной полоски эти напряжения снижаются быстрее, в остальных, параллельных границе окна сечениях, – медленнее. В связи с этим свободный край отделенной полоски удлиняется больше и приобретает форму дуги, приподнимаясь над основой. В остальных, параллельных границе окна сечениях отделенной полоски покрытия, стрела прогиба дуг меньше.

Если размеры окна, например, квадратной формы невелики, то наблюдаются эффекты взаимного влияния прогибов пленки, отделяемых вдоль соседних границ окна. В результате более стабильной оказывается конфигурация отделенной полоски, при которой наибольшие зазоры между основой и пленкой образуются по углам окна, а в серединах сторон окна полоска прижимается к основе (рис. 2, а).

В случае круглого окна отделенный край покрытия представляет собой замкнутую, стесненную примыкающим к основе контуром тонкостенную оболочку, уровень остаточных напряжений в которой достаточно высок (рис. 2, б).

Во всех случаях малых размеров окон отделенную полоску пленки можно рассматривать как тонкую оболочку, уровень напряжений в которой разный в различных ее сечениях, но считать, что напряжения в свободном крае отделенной полоски близки к нулю нельзя, поскольку тонкие оболочки отличаются большой жесткостью и устойчивостью к внешним нагрузкам за счет трехмерной их конфигурации и сложного напряженного состояния (рис. 2, б–д).

Таким образом, рассмотренные выше способы позволяют определить только знак напряжений в диоксиде кремния SiO<sub>2</sub>, но не позволяют с достаточной точностью определить ве-

личину остаточных напряжений в нем, поскольку неизвестны остаточные напряжения в свободном крае отделенной от основы полоски.

В соответствии с [6], по условию минимума свободной энергии край отделенной полоски покрытия должен принимать форму волны с осью симметрии, лежащей в срединной плоскости покрытия. Однако, поскольку прогиб полоски возможен только в одну сторону, то свободный край полоски изгибается по некоторой, как правило, несимметричной волнообразной кривой, смещенной вверх от основы. Волнообразный изгиб свободного края покрытия сопровождается потерей его жесткости, присущей оболочкам, а отделенную от основы полоску покрытия с этого момента можно рассматривать как тонкую пластинку нулевой толщины, защемленную по краю, противоположному свободному. Термин пластинка нулевой толщины означает, что изменением напряжений по ее поперечному сечению, т.е. напряжениями растяжения со стороны выпуклостей и напряжениями сжатия со стороны вогнутостей, можно пренебречь [6].

Анализ интерференционных картин, образующихся в структурах Si-SiO<sub>2</sub>, показал, что отличить состояние тонкой оболочки отделенной полоски покрытия от ее состояния в виде пластинки нулевой толщины легко по виду интерференционной картины. В состоянии тонкой оболочки отделенная полоска покрытия изгибается вдоль прямой стороны окна в виде одной полуволны или, в случае наложения эффектов взаимного влияния соседних сторон окна, – в виде одной целой волны. При переходе полоски в состояние пластинки нулевой толщины количество волн ее изгиба вдоль стороны окна равно или больше 2.

Интерференционная картина, возникающая при отделении полоски диоксида кремния шириной 24 мкм вокруг окна прямоугольной формы размерами 120×120 мкм при толщинах покрытия 0,8 мкм и основы 460 мкм, представлена на рисунке.

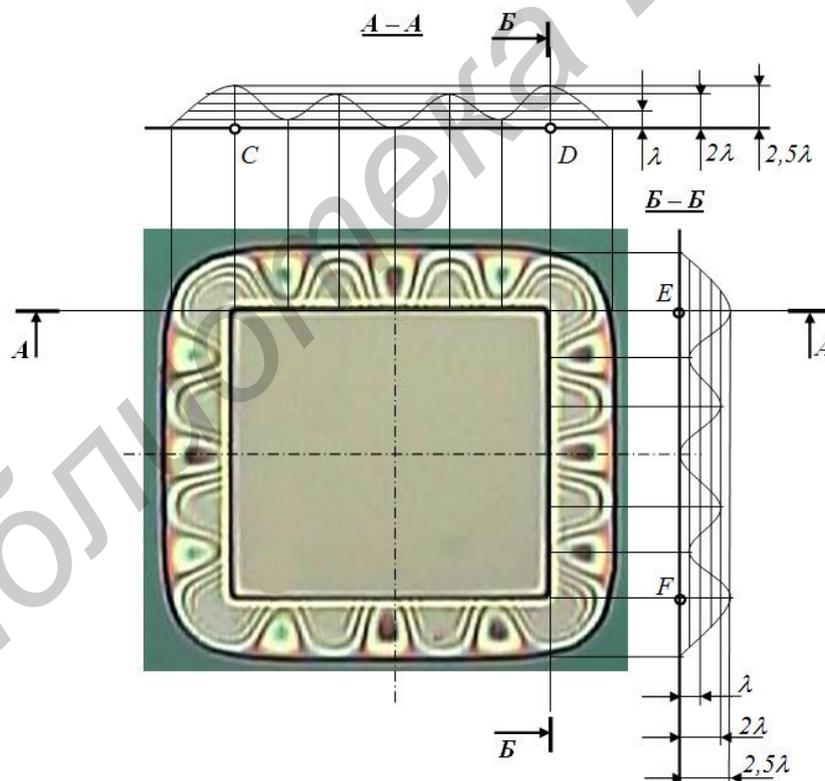


Рис. 3. Интерференционная картина, возникающая при отделении полоски диоксида кремния шириной 24 мкм от основы вокруг окна размерами 120×120 мкм

Приведенные на рис. 3 поперечные сечения *A-A* и *B-B* системы Si-SiO<sub>2</sub> свидетельствуют о том, что на участках *CD* и *EF* свободные края отделенного от основы покрытия имеют волнообразную форму, что, как было показано выше, свидетельствует о потере устойчивости оболочки, приводящей к минимизации уровня напряжений в свободном крае отделенного покрытия.

На участке  $CD$  уложилось две волны синусоиды с амплитудой  $2\lambda$  и одна полная волна с амплитудой  $1,5\lambda$ . Длина четвертой части синусоиды определяется интегралом [7]:

$$\frac{1}{4}l = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{[y' \varphi]^2 + [x' \varphi]^2} d\varphi, \quad (5)$$

где  $y = b \sin \varphi$ ,  $y' = b \cos \varphi$ ,  $x = 2a\varphi/\pi$ ,  $x' = 2a/\pi$ ,  $a$  и  $b$  – четверть длины волны и амплитуда синусоиды.

При подстановке в (5) значений  $y'$  и  $x'$ , получаем

$$\frac{1}{4}l = \frac{2a}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{1 + k^2 \cos^2 \varphi} d\varphi, \quad (6)$$

где  $k = \pi b/2a$ .

Этот интеграл можно вычислить только приближенными методами, например, по формуле Симпсона [7]. При делении промежутка интегрирования на 6 равных частей, имеем

$$\frac{1}{4}l = \frac{2a}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{1 + k^2 \cos^2 \varphi} d\varphi = \frac{a}{18} [y_0 + y_6 + 2 y_2 + y_4 + 4 y_1 + y_3 + y_5] \quad (7)$$

где  $y_i = \sqrt{1 + k^2 \cos^2 \varphi_i}$

### Экспериментальные исследования

С помощью усовершенствованного метода проведены исследования и определены величины и распределение остаточных напряжений в структурах Si–SiO<sub>2</sub>, которые были изготовлены стандартными методами окисления, фотолитографии и травления. В качестве подложек-основ использовали полупроводниковые пластины кремния диаметром 100 мм ориентаций (001) и (111). Толщина высокотемпературного диоксида кремния составляла 0,8 мкм.

Требуемые размеры вскрываемых в SiO<sub>2</sub> окон задавали с помощью специально подобранных рабочих фотошаблонов. Интерференционные картины наблюдали в диапазоне температур от комнатной до 420 К с помощью микроскопа Neophot 2. Требуемую температуру структур Si–SiO<sub>2</sub> поддерживали с помощью пленочного нагревательного устройства, смонтированного на предметном столике микроскопа, с точностью  $\pm 2$  К.

При расчетах остаточных напряжений значения модуля Юнга и коэффициента Пуассона пленки принимали равными:  $E_f = 75$  ГПа и  $\mu_f = 0,17$  [2].

Значения остаточных напряжений в SiO<sub>2</sub>, рассчитанные по интерференционным картинам, возникающим по контурам окон различной формы, сведены в таблицу. Из таблицы видно, что остаточные напряжения в SiO<sub>2</sub>, рассчитанные по формуле (2), при определении входящей в нее длины свободного края отделенной полоски  $l$  методом Симпсона (формула (7)), при использовании окна квадратной формы при комнатной температуре составили 205 МПа.

Установлено, что остаточные напряжения в диоксиде с ростом температуры структуры снижаются по закону, близкому к линейному, и при температуре системы 420 К их величина в SiO<sub>2</sub> составляет 160 МПа. Вид интерференционной картины, полученной при температуре структуры 420 К, представлен на рис. 4. По сравнению с исходной конфигурацией изгиба свободного края оксидной пленки при комнатной температуре (рис. 3) количество волн изгиба уменьшилось.

Величины остаточных напряжений в SiO<sub>2</sub>, рассчитанные по интерференционным картинам, возникающим у границ круглого окна  $\varnothing 120$  мкм при температурах от комнатной до 370 К, составили 140 МПа, а при температурах выше 400 К – 135 МПа. Более низкие значения напряжений и практически постоянная их величина во всем исследованном диапазоне температур структур свидетельствует о том, что отделенная от основы полоска покрытия испытывает в

этом случае напряжения сжатия. Их величина в свободном крае полоски при комнатной температуре составляет порядка 65 МПа, поскольку именно на эту величину отличаются расчетные значения остаточных напряжений от тех, которые были получены при использовании окна квадратной формы.

**Влияние конфигурации окон в SiO<sub>2</sub> на расчетные значения**

Температура структуры, К	Форма окна	Размеры окна, мкм	Величина напряжений в SiO <sub>2</sub> , МПа	Примечание
290	квадрат	120×120	205	При повышении температуры напряжения в SiO <sub>2</sub> снижаются
320			195	
350			185	
370			175	
400			170	
420			160	
290	круг	Ø120	140	Напряжения в SiO <sub>2</sub> не зависят от температуры
320			140	
350			140	
370			140	
400			135	
420			135	

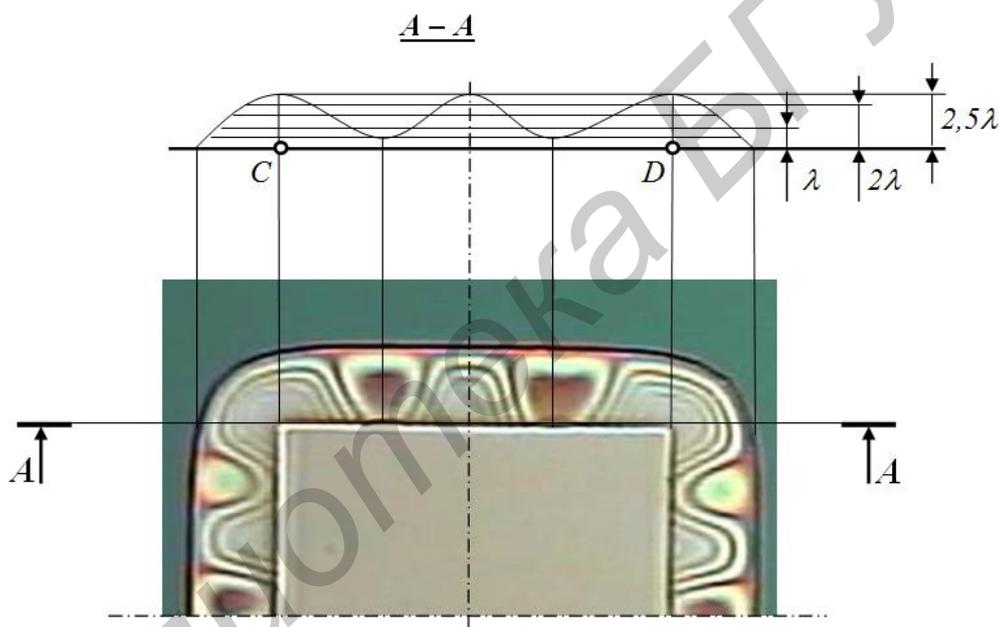


Рис. 4. Изменение интерференционной картины при нагреве структуры Si-SiO<sub>2</sub> до 420 К

При нагреве структур за счет большей величины температурного коэффициента линейного расширения основы ( $\alpha_1 = 4,0 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ ) по сравнению с диоксидом ( $\alpha_2 = 0,5 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ ) происходит снижение уровня напряжений в SiO<sub>2</sub>. Однако в свободном крае отделенной от основы полоски при температуре 420 К в случае круглого окна он остается еще достаточно высоким и составляет порядка 25 –30 МПа. О практически полном отсутствии остаточных напряжений в свободном крае отделенной вдоль квадратного окна полоски при комнатной температуре свидетельствует то, что уже при нагреве структуры до 320 К произошло изменение интерференционной картины и величина остаточных напряжений снизилась с 205 до 195 МПа.

Таким образом, погрешность определения уровня напряжений в SiO<sub>2</sub> при использовании окон круглой формы составила в нашем случае 65 МПа, т.е. более 30 % от истинного значения.

### Заключение

Повышена точность контроля уровня остаточных напряжений в системе Si-SiO<sub>2</sub>, что позволяет избежать ошибок при определении уровня напряжений как за счет создания условий

для полного снятия остаточных напряжений в свободном крае отделенной от основы полоске оксидной пленки, так и за счет более точного расчета его длины с использованием метода Симпсона.

Использование полученных результатов при разработке тестовых структур на кристаллах ИС позволит проводить межоперационный контроль уровня остаточных напряжений в структурах Si-SiO<sub>2</sub> без ущерба для их качества.

## CONTROL OF RESIDUAL STRESSES IN STRUCTURES SI-SIO<sub>2</sub>

V.A. ZELENIN

### Abstract

The consideration is made of the ways leading to increasing the control of residual stresses in structures such as silicon dioxide-monocrystal silicon substrate. The results concerning the determination of the level of residual stresses in structures Si-SiO<sub>2</sub> are presented.

### Список литературы

1. Зеленин В.А. // Матер. II Межд. науч.-техн. конф. «Проблемы проектирования и производства радиоэлектронных средств». Новополоцк, 2002. С. 88–91.
2. Сергеев В.С., Кузнецов О.А., Захаров Н.П., и др. Напряжения и деформации в элементах микросхем. М., 1987.
3. Айвазян Г.Е., Скворцов А.М. // Электронная техника. Сер. 3. Микроэлектроника. 1986. Вып. 1(117). С. 117–120.
4. Федорович Н.А., Соколов В.И., Шеленикевич В.А. // ФТТ. 1975. Т.17, вып. 3. С. 919–921.
5. Сенько С.Ф., Зеленин В.А. А.с. СССР 1729253 от 22.12.91 г. Способ контроля величины локальных механических напряжений в структурах пленка – подложка.
6. Ландау Л.Д., Лифшиц Б.И. Теоретическая физика. В 10-ти т. Т.VII. Теория упругости. М.: Наука. 1987.
7. Пискунов Н.С. Дифференциальное и интегральное исчисления для ВТУЗов. М., 1963.

УДК 621.3.049.77:535.65: 621.794.61

## ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ПРИЕМЫ ФОРМИРОВАНИЯ Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> МИКРОСТРУКТУР ДЛЯ МОЩНЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

В.А. СОКОЛ, Д.Л. ШИМАНОВИЧ, Г.В. ЛИТВИНОВИЧ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П.Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 28 июня 2012

В результате проделанной работы получены алюмооксидные структуры Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, особенностью которых является значительная высота алюминиевых контактных площадок и проводящих элементов (300...450 мкм); большая толщина анодного оксида алюминия (150...600 мкм) с высокими пробивными напряжениями между контактными площадками (~8 кВ), которые могут быть использованы в мощных электромеханических системах. Исследованы методы высокоскоростного анодирования, локального глубокого анодирования и химического травления, позволяющие добиться получения практически вертикального профиля стенок в системе Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>.

*Ключевые слова:* алюминий, анодирование, алюмооксидная технология, анодный оксид алюминия, микроструктура Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, проводящие контактные площадки и дорожки, межэлементная изоляция, грунтовка, пробивные напряжения.

### Введение

В реализации ряда технологий разработчикам часто приходится осуществлять поиск новых материалов с присущими только им уникальными свойствами. Одним из таких материалов является анодный оксид алюминия (АОА), который обладает чрезвычайно развитой пористой структурой. Формируется он на поверхности образцов алюминия и его сплавов путем электрохимического окисления (анодирования), получившим в последующем своем развитии название алюмооксидной технологии (ЭЛАТ) [1,2]. АОА обладает достаточно однородной упорядоченной ячеистой структурой большой плотности. В центре шестигранных ячеек располагаются цилиндрические наноразмерные поры, пронизывающие всю толщину анодного оксида алюминия. Ему присущи высокие электрофизические характеристики и физико-механические свойства. Важен тот факт, что процессом формирования АОА можно целенаправленно управлять, достигая, тем самым, необходимых в получаемых структурах эксплуатационных характеристик. Отмеченное выше и позволяет считать анодный оксид алюминия (Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>) уникальным материалом, находящим все более широкое применение в различных областях техники [3–9].

В данной работе ставилась задача сформировать, используя алюмооксидную технологию, микроструктуру Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, содержащую межэлементные изолирующие области на основе Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> шириной менее миллиметра и высотой несколько сотен микрометров и проводящие элементы из алюминиевого материала (дорожки, площадки) толщиной сотни микрометров – для электромеханических систем с высоким значением пробивных напряжений.

### Экспериментальная часть и результаты

В разрабатываемой структуре при формировании межэлементной изоляции Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> с минимальной шириной ~0,5 мм, высотой 150...600 мкм и алюминиевых (Al) коммутационных проводников толщиной 300...450 мкм нами использовались два технологических способа. В обоих из них рисунок создавался стандартным фотолитографическим методом (нанесение фо-

торезиста, сушка, экспонирование, проявление и задубливание). В первом из способов, осуществлялось анодирование в открытых от фоторезиста местах алюминия, а во втором – основным процессом анодирования на заключительном этапе был заменен химическим травлением. Отличительной особенностью в конструкции и способе изготовления предлагаемых структур Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> является то, что коммутационные элементы и контактные площадки формировались на основе толстого анодного слоя Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, который выполнял роль несущей диэлектрической подложки и одновременно межэлементной диэлектрической среды. В первом из них такую алюмооксидную микроструктуру с четкой без бокового ухода границей удалось получить только на подложках алюминия высокой чистоты, а во втором – после ряда предварительных операций, положительный результат достигнут и для его сплавов.

Ниже изложены более подробно технологические приемы изготовления полученных нами образцов. Так, после предварительных исследований и отбора, исходными подложками в первом случае были Al пластины (99,99 %) с качеством обработки поверхности 12 класса чистоты, размером 55 × 55 × 0,4 мм. На их лицевой стороне с помощью операции фотолитографии создавался рисунок формируемой микроструктуры, а обратная сторона полностью маскировалась. Анодирование подложек осуществлялось в электрохимической ванне из нержавеющей стали (корпус ванны служил катодом) с объемом электролита до 50 литров. В качестве электролита использовался 5%-ный водный раствор щавелевой кислоты (H<sub>2</sub>C<sub>2</sub>O<sub>4</sub>). Образец крепился в титановом (Ti) держателе на карусели, которая вращалась с заданной скоростью, создавая на нем нужные условия для отбора тепла и устранения температурного градиента. Система охлаждения поддерживала температуру электролита 15...18 °С. При анодировании использовался гальваностатический режим: плотность тока соответствовала 20 мА/см<sup>2</sup>. Длительностью процесса анодирования задавалась толщина Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> (в изолирующих областях 450 мкм). Завершив формирование анодного Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> на лицевой стороне образца, процесс электрохимического окисления прерывался. Маскирующее покрытие с обратной стороны образца удалялось и наносилось затем на его лицевую сторону. Дальше анодирование вновь возобновлялось, но уже с обратной стороны образца, до момента сквозного прокисления в изолирующих областях. Толщина Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, сформированного с обратной стороны образца, приблизительно соответствовала 150 мкм.

Выделим здесь некоторые технологические особенности создания таких микроструктур Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>. Формирование и использование анодного Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> значительной толщины уже может быть выделено в самостоятельное научное направление, в рамках которого требуются дополнительные разработки и теоретические уточнения, например, исследование динамики поставки электролита в таких протяженных наноразмерных порах и т.д. Из выполненных же исследований можно отметить значительное влияние размерных факторов (ширины изолирующих областей и их высоты) на процесс анодирования, а точнее, на скорость роста и травления Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>. Наличие примеси в исходном материале образца на определенном этапе роста АОА (в нашем случае при толщине Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> более 100 мкм) блокирует его формирование возможно из-за обильного газовыделения в таких капиллярах или миграции и локализации самой примеси. Основным же результатом излагаемого здесь эксперимента следует считать получение, благодаря используемой алюмооксидной технологии, микроструктур Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> с указанными структурно-геометрическими параметрами.

Во втором технологическом способе подобные микроструктуры Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> получены на сплаве алюминия марки АОН 1734. Важно отметить, что в первом способе при создании структур Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> предъявлялись высокие требования к степени шероховатости и методам обработки поверхности исходных образцов алюминия, т.к. в противном случае на границе двух встречных слоев в объеме анодного Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> могут оставаться непроанодированные островки Al, которые обусловлены дефектностью поверхности исходного алюминия (царапинами, углублениями, примесью или разнотолщинностью по площади самого образца), что в конечном итоге приводит к замыканию проводящих элементов в местах, где необходима межэлементная изоляция. В связи с вышесказанным для образцов сплава алюминия встал вопрос замены заключительного сквозного этапа анодирования на травление в определенный момент формирования Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> и введение в технологию либо еще одного этапа анодирования (метод ступенчатого анодирования), либо операции избирательного химического травления остаточного Al до нижнего слоя оксида алюминия (несущей части системы Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>). Реализация этого способа стала воз-

можной в результате применения технологического приема создания дополнительной (страхующей) маски из анодного оксида алюминия небольшой толщины при последующем избирательном травлении Al на заключительной стадии.

В проведенных исследованиях осуществлена попытка максимально сократить время толстослойного анодного оксидирования, т.е. мы использовали так называемое высокоскоростное анодирование за счет значительного повышения плотности электрического тока, концентрации и температуры электролита. Использование таких режимов и условий анодирования для алюминия высокой чистоты часто приводит к явлению пригорания, т.е. разрушению анодной пленки в отдельных местах, где происходит концентрация электрического тока и, вследствие этого, значительное выделение джоулева тепла. Выражается это в резком снижении напряжения анодирования с изменением цвета анодного оксида алюминия и ухудшении его диэлектрических, физико-механических свойств. Для образцов же сплава алюминия марки АОН 1734 такое технологическое решение по высокоскоростному анодированию оказалось более выполнимым. Кроме того, предварительные исследования кинетики анодирования сплава алюминия АОН 1734 показали, что использование при длительном толстослойном оксидировании Al только гальваностатического режима затруднительно из-за значительного увеличения, с течением времени, напряжения анодирования, которое приходится ограничивать во избежание искрений и пригораний. Это вынуждает переходить на потенциостатический режим при значениях ограничивающего напряжения величиной 200...220 В (традиционное ~150 В) без появления указанных выше нежелательных явлений.

Размер используемых в работе исходных пластин сплава алюминия АОН 1734 составлял 50×50×0,55 мм. Они были подвергнуты обезжириванию, терморихтовке и травлению в 10%-ном водном растворе NaOH, что обеспечило снятие напряжений и более равномерное перераспределение легирующей примеси в объеме образца, плоскостность его сторон и удаление поверхностного дефектного слоя, соответственно. Далее осуществлялось маскирование одной из сторон пластины по предварительно сформированному барьерному слою Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> (с целью обеспечения удовлетворительной адгезии этого защитного слоя к поверхности образца при дальнейшем толстослойном анодировании). Электролитом, в данном случае, служил водный раствор щавелевой кислоты повышенной концентрации (10% H<sub>2</sub>C<sub>2</sub>O<sub>4</sub>). Процесс скоростного анодирования немаскированной стороны образца проводился в комбинированном режиме: вначале в гальваностатическом – при плотности тока  $j=70$  мА/см<sup>2</sup>, а затем в потенциостатическом - при ограничивающем напряжении  $U_a(\text{огр.})=220$  В. Это позволило сформировать анодный Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> толщиной 150 мкм за 2,5 ч, т.е. более чем в два раза быстрее традиционного анодирования в 5%-ном H<sub>2</sub>C<sub>2</sub>O<sub>4</sub> при  $j=30$  мА/см<sup>2</sup> и  $U_a(\text{огр.})=150$  В. Этот сформированный анодный Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> выполняет функцию несущей диэлектрической подложки в создаваемой нами алюмооксидной системе.

На последующем этапе защитная маска удаляется и проводится анодирование лицевой стороны образца при следующих умеренных условиях: в 5%-ном щавелевокислом электролите при  $j=30$  мА/см<sup>2</sup>, в результате чего сформирован анодный Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> толщиной ~5 мкм. Сформированный на этом этапе тонкий слой оксида алюминия с меньшим диаметром пор выполняет роль дополнительной маски при глубоком локальном травлении Al на заключительной стадии разработанной технологии. Далее следует операция фотолитографии, для создания рисунка будущих коммутационных элементов и контактных площадок, сверху тонкого слоя Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>.

После фотолитографии вновь осуществляется процесс анодирования, но уже в 10%-ном водном растворе H<sub>2</sub>C<sub>2</sub>O<sub>4</sub> при плотности тока  $j=70$  мА/см<sup>2</sup> (гальваностатический режим). В местах, свободных от фоторезиста (на будущих межэлементных изоляционных участках), формируется оксид алюминия толщиной ~50 мкм с последующим травлением его на всю глубину до Al в растворе Cr<sub>2</sub>O<sub>3</sub> : H<sub>3</sub>PO<sub>4</sub> : H<sub>2</sub>O (20 г/л : 35 мл/л : 1 л) при температуре  $T=85^\circ\text{C}$ . Была замечена нецелесообразность выращивания более толстого оксидного слоя из-за существующего коэффициента объемного роста при превращении Al в Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, когда начинает сказываться связанный с ним краевой эффект на границе фоторезистивных масок. На рис. 1 представлены поперечные шлифы формируемой Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> системы на данном этапе.

Необходимо учесть, что при создании системы межсоединений важным является вопрос вертикальности стенок дорожек металлизации и контактных площадок. Из сравнительно-

го анализа вертикальности стенок при анодировании и травлении (исследованы шлифы поперечных срезов системы Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> при этих процессах) были оптимизированы технологические приемы и сочетание операций анодирования и травления. Исходя из этого, далее осуществляли травление вскрытого Al на всю его глубину до нижнего несущего слоя Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> с образованием межэлементных диэлектрических областей в избирательном травителе HCl : CuCl<sub>2</sub> : H<sub>2</sub>O при T=18 °С с обязательной фиксацией образца в горизонтальном положении. Наличие под фоторезистивной маской пористого оксида Al толщиной 5 мкм позволило проводить глубокое травление Al в нужных участках, даже в случае ухудшения адгезии самой фоторезистивной маски. То еще раз отметим значимость этого тонкого слоя Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, который выполняет важную роль дополнительной (страхующей) маски с качественным ее сохранением при глубоком химическом травлении Al в избирательном травителе и не допускает бокового растрова с уходом от заданных размеров разрабатываемой структуры. В работе получены практически вертикальные стенки контактных площадок и проводящих алюминиевых дорожек с высотой профиля ~450 мкм.

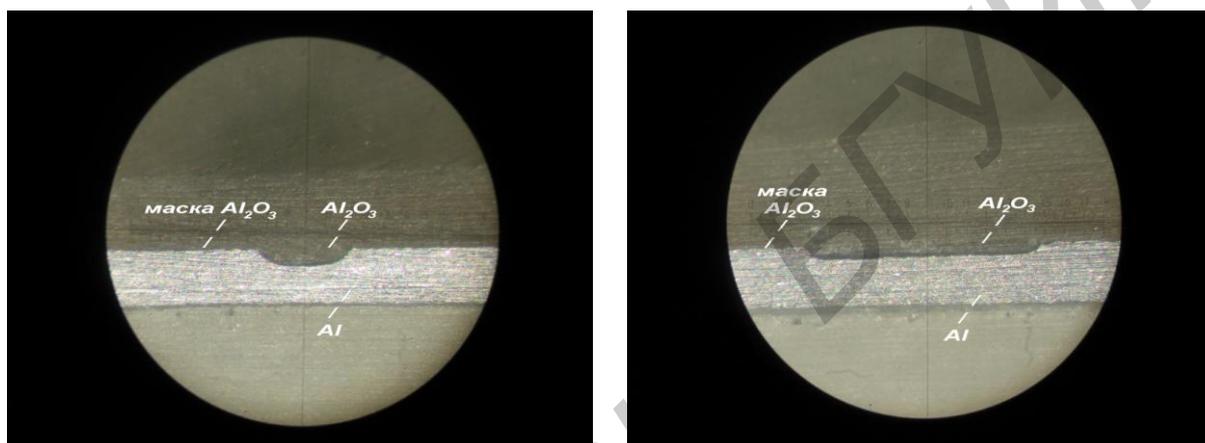
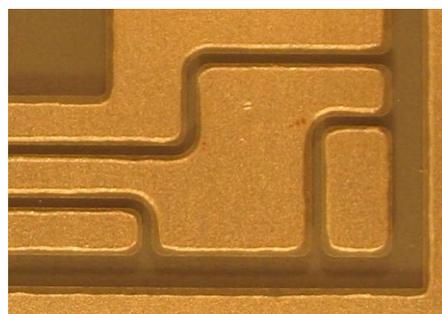
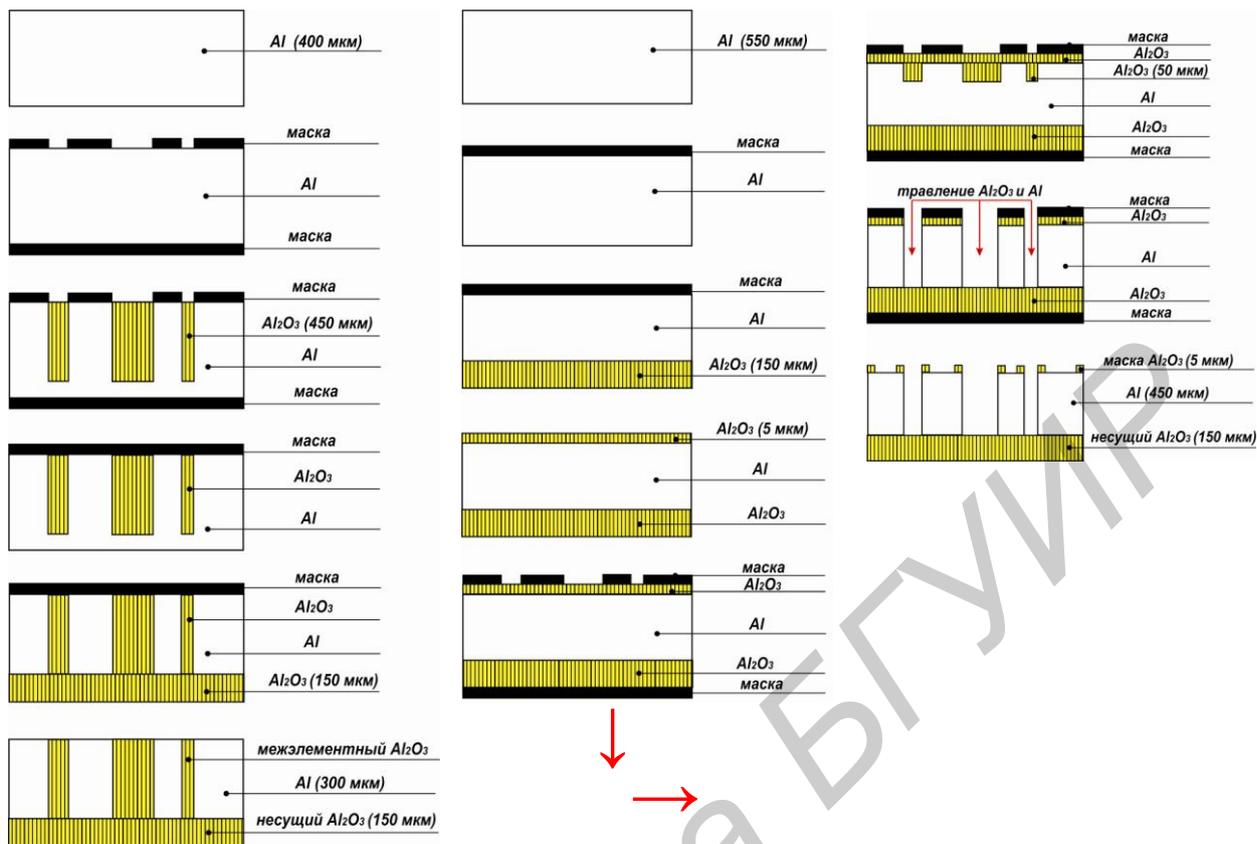


Рис.1. Поперечные шлифы Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> микроструктуры до стадии травления Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> и Al в межэлементных зонах.

На заключительном этапе разработанной технологии осуществлялось снятие фоторезистивных масок и вскрытие окон в верхнем тонком слое анодного оксида алюминия до Al под монтаж навесных элементов с предварительным использованием еще операции химического никелирования.

На рис. 2, а, б представлены последовательность технологических операций и фотографии сформированных микроструктур Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> с использованием двух рассмотренных здесь технологических способов.

Кроме того, дополнительно были проведены исследования по грунтовке, т.е. уплотнению пористого оксида алюминия на обратной (несущей) стороне системы Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> органическим наполнителем. Грунтовочный состав находился только в порах оксида алюминия и отсутствовал на его поверхности. Используемая операция уплотнения позволила увеличить пробивные напряжения в системе до ~8 кВ.



*a*

*б*

Рис.2. Последовательность технологических операций и фотографии Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> микроструктуры:  
*a* – первый технологический способ; *б* – второй технологический способ  
(верхние снимки – при отражении, нижние – на просвет)

## Заклучение

Таким образом, путем использования алюмооксидной технологии и ряда технологических приемов сформирована Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> микроструктура, содержащая межэлементные изолирующие области на основе анодного оксида алюминия шириной менее миллиметра и высотой несколько сотен микрометров и проводящие элементы из Al толщиной сотни микрометров без бокового растрыва и ухода от заданных размеров для электромеханических систем с высоким значением пробивных напряжений.

## TECHNOLOGICAL TECHNIQUES OF AL-AL<sub>2</sub>O<sub>3</sub> MICROSTRUCTURES FORMATION FOR POWERFUL ELECTROMECHANICAL SYSTEMS

V.A. SOKOL, D.L. SHIMANOVICH, G.V. LITVINOVICH

### Abstract

Thus, Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> structures characteristic features of which are the considerable height (300 – 450 μm) of contact pads and conducting lines, the high thickness (150 – 600 μm) of insulating anodic alumina with high breakdown voltages between the contact pads (up to 8 kV) were made in the present work. Such structures may be used in power electromechanical systems. Methods of the high-speed anodization, of the deep anodization and chemical etching were investigated to provide practically vertical walls in the Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> system.

### Список литературы

1. Сокол В.А. Анодные оксиды алюминия. Минск, 2011.
2. Лыньков Л.М., Мухуров Н.И. Микроструктуры на основе анодной алюмооксидной технологии. Минск, 2002.
3. Сокол В.А. // Печатный монтаж. 2010. № 4. С. 18.
4. Сокол В.А., Шиманович Д.Л., Сякерский В.С. // Докл. БГУИР. 2009. № 6(44). С.36.
5. Sokol V., Litvinovich G., Balucani M., et. al. // 12 th international workshop on new approaches to high-tech «NANO-DESIGN, TECHNOLOGY, COMPUTER SIMULATIONS», Minsk, Belarus. 2008. P. 128.
6. Сокол В.А. Электрохимическая технология гибридных интегральных микросхем. Минск, 2004.
7. Лабунюв В.А., Тимошков Ю.В., Тимошков В.Ю., и др. // Сб. тез. межд. форума по нанотех. «Rusnanotech 08». М., 2008. Т. 2. С. 45.
8. Тимошков Ю.В., Тимошков В.Ю., Курмашев В.И. и др. // Матер. 19-го межд. симпозиума «Перспективные технологии дисплеев и полупроводниковой техники». Минск, 2011. С. 114.
9. Мухуров Н.И., Ефремов Г.И., Мусский А.С. // Докл. БГУИР. 2007. № 1(17). С. 79.

УДК 621.37, 537.874.7

**ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПРИРОДЫ И КОНЦЕНТРАЦИИ  
РАЗЛИЧНЫХ НАПОЛНИТЕЛЕЙ ГИБКИХ ЭКРАНОВ  
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ИХ ЭКРАНИРУЮЩИЕ  
ХАРАКТЕРИСТИКИ В СВЧ ДИАПАЗОНЕ:  
II. РАСТВОРЫ ХЛОРИДОВ, СУЛЬФАТОВ  
И КОМБИНИРОВАННЫЕ РАСТВОРЫ СОЛЕЙ**

С.В. ГАЛУШКА, АЛИ АЛЬХАМРУНИ МУХАМЕД, Н.В. НАСОНОВА, А.А. ПОЗНЯК

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровки, 6, Минск, Беларусь*

*Поступила в редакцию 26 сентября 2012*

Исследованы экранирующие характеристики гибких радиопоглощающих материалов, представляющих собой текстильную матрицу, пропитанную водными растворами хлоридов, сульфатов и комбинированных солевых растворов в диапазонах частот 8...12 и 27...37 ГГц.

*Ключевые слова:* экранирование электромагнитного излучения, эффективность, поглощение, отражение, растворные наполнители, текстильная матрица, гибкие экраны, растворы солей.

### Введение

Области применения экранирующих материалов и конструкций разнообразны – это и радиоэкология и защита персонала, обеспечение электромагнитной совместимости чувствительного электронного оборудования, проведение измерений и калибровок, снижение побочных электромагнитных излучений устройств обработки информации, скрытие объектов от обнаружения [1] и т. д. При этом важна не только общая эффективность экранирования ЭМИ, как величина, показывающая, насколько снижается мощность ЭМИ за пределами экрана, но и величина энергии, отражаемой от экрана, и распространяющейся в область пространства, в которой находится источник.

Для создания эффективных экранов ЭМИ обычно используют металлы, обладающие высокой проводимостью, и их сплавы, в виде сплошных или перфорированных листов, сеток [2]. Металлические порошки, волокна и частицы других форм также добавляются в различные пластмассы и резины для повышения проводимости. Кроме металлов для экранов применяется углерод в различных формах. Другой класс материалов, обладающих свойствами ослабления ЭМИ, включает вещества с магнитными потерями, в частности, ферриты [3,4].

Современные конструкции экранов ЭМИ обычно включают комбинацию материалов с проводящими и магнитными потерями, многослойные структуры на основе полимерных матриц, заполненных проводящими и магнитными порошками [5]. Форма, размеры, концентрации частиц и их соотношение варьируются, позволяя изменять электрофизические и экранирующие характеристики таких материалов [6,7].

В работах [8,9] предложено создавать экраны ЭМИ на основе капиллярно-пористых матриц, внутреннее поровое пространство которых заполняется растворами электролитов, что обуславливает их электрофизические, а следовательно, и экранирующие характеристики. На свойства влагосодержащих материалов влияют как параметры структуры самой матрицы, так и свойства используемого раствора, т. е. проводимость и диэлектрическая проницаемость.

Изменение этих параметров достигается введением в состав раствора солей различных металлов, органических добавок и других компонентов. В развитие этих предложений, а также работы [10], и осуществлено предлагаемое исследование.

Целью работы является получение новых экспериментальных данных о влиянии природы и концентрации различных солей, а также их смесей на экранирующие характеристики пропитанных этими растворами капиллярно-пористых матриц на текстильной основе в СВЧ диапазоне и их анализ.

Исследования проводились с сульфатами и хлоридами металлов. С электрической точки зрения сульфаты и хлориды обладают различными концентрациями ионов того или иного знака, т. е. концентрациями носителей заряда, их массой, подвижностью и, как итог, электропроводностью. Например, в результате диссоциации 1 М раствора хлорида натрия образуется по 1 молю однозарядных анионов и катионов, а при диссоциации 1 моля сульфата натрия образуется два моля тех же однозарядных катионов натрия и моль двухзарядного сульфат-аниона существенно большей массы, чем хлорид, т. е. проводимость раствора сульфата выше. Кроме того, хлориды и сульфаты металлов обычно нетоксичные, доступные и недорогие соединения.

### Методика проведения эксперимента

Механизмы взаимодействия ЭМИ с материалами рассмотрены в [11], там же приведено обоснование использования текстильных полотен в качестве капиллярно-пористых матриц для создания экранов ЭМИ, а также методики приготовления образцов ткани для последующей пропитки и проведения измерений и расчетов, кратко охарактеризованы свойства использованного трикотажного полотна. Схематическое изображение экспериментальных установок для проведения измерений показано на рис. 1 и 2.

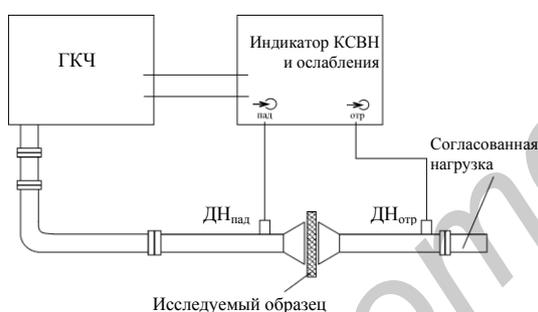


Рис. 1. Схема измерения ослабления, вносимого исследуемым образцом

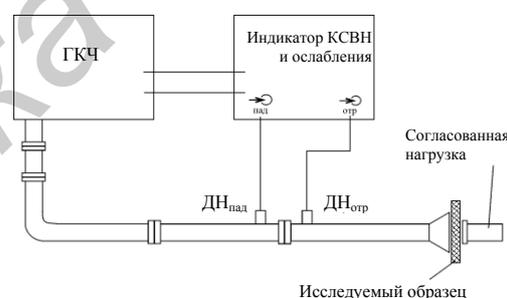


Рис. 2. Схема измерения КСВН исследуемых образцов

Для исследования экранирующих характеристик созданных образцов экранов ЭМИ использовались панорамные измерители КСВН и ослабления (таблица).

Таблица. Оборудование для исследования экранирующих характеристик образцов

Диапазон частот, ГГц	8–12	27–37
Используемое оборудование	ГКЧ-61, Я2Р-67	Р2-65 (с ГКЧ)
Сечение волноводного тракта, мм		7,2×3,4
Диапазон измерения ослабления, дБ	–35...0	–35...0
Погрешность измерения ослабления, дБ	$\pm(0,5+0,05A)$	$\pm(0,5+0,05A)$
Диапазон измерения КСВН	1,06...5,0	1,06...5,0
Погрешность измерения КСВН, % в диапазоне значений 1,2...2,0	$\pm(5 \cdot \text{КСВН} + 2)$	
Погрешность измерения КСВН, % в диапазоне значений 2,0...5,0	$\pm 5 \text{КСВН} + 2 \cdot 100 / \left( 100 - \pm 5 \text{КСВН} + 2 \frac{\text{КСВН}}{\text{КСВН} + 1} \right)$	

Панорамный измеритель КСВН и ослабления работает по принципу отдельного выделения и непосредственного детектирования уровней падающей и отраженной волн. Сигнал, пропорциональный мощности, падающей на нагрузку, выделяется направленным детектором падающей волны ( $\text{ДН}_{\text{пад}}$ ). Ослабление, вносимое исследуемым образцом, определяется отношением сигналов, выделяемых  $\text{ДН}_{\text{отр}}$  и  $\text{ДН}_{\text{пад}}$  (рис. 1). Сигнал, отраженный от исследуемой нагрузки, выделяется направленным детектором отраженной волны ( $\text{ДН}_{\text{отр}}$ ) (рис. 2)

и используется для определения коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН).

Исследования проводились в панорамном режиме измерения КСВН и ослабления. Калибровка приборов осуществлялась во всем рабочем диапазоне частот по стандартной методике после установки диапазона качания частоты и уровня падающей мощности. В качестве излучателя и приемника сигнала в диапазоне 27...37 ГГц использовались рупорные антенны. При измерении в диапазоне частот 8...12 ГГц образец зажимался между фланцами волноводов, такой способ при малой толщине образца принимался эквивалентным использованию измерительной ячейки.

Отличие от экспериментов и их результатов, обсуждавшихся ранее [11,12], в том, что в качестве наполнителя капиллярно-пористой матрицы использовали растворы солей и их смеси без каких-либо иных добавок, а диапазон частот был расширен и, наряду с исследованиями радиопоглощающих и экранирующих характеристик в частотном диапазоне 8...12 ГГц, были исследованы характеристики, как и в работе [10], и в диапазоне 27...37 ГГц.

Для пропитки матриц использовали дистиллированную воду, 0,1 и 1 М растворы хлоридов натрия (NaCl), калия (KCl) и меди (CuCl<sub>2</sub>); сульфатов меди (CuSO<sub>4</sub>), никеля (NiSO<sub>4</sub>), марганца (MnSO<sub>4</sub>), цинка (ZnSO<sub>4</sub>); смеси 1 М растворов солей KCl и NaCl, NiSO<sub>4</sub> и MnSO<sub>4</sub>, K<sub>3</sub>[Fe(CN)<sub>6</sub>] и KCl, CuSO<sub>4</sub> и NiSO<sub>4</sub>, смесь 0,4 М раствора K<sub>2</sub>Cr<sub>2</sub>O<sub>7</sub> и 1 М раствора KCl. Методика приготовления растворов солей подробно рассмотрена в [10]. Для комбинированных солевых наполнителей использовали ранее приготовленные растворы солей, смешивая их в соотношении 1:1 по объему. В остальном методика приготовления экспериментальных образцов идентична изложенной в [11].

### Результаты и их обсуждение

*Растворы хлоридов.* Графики зависимостей коэффициентов отражения и передачи для хлоридов в различных частотных диапазонах показаны на рис. 3. Для исследования использовались 1,0 М и 0,1 М растворы хлоридов натрия, калия и меди.

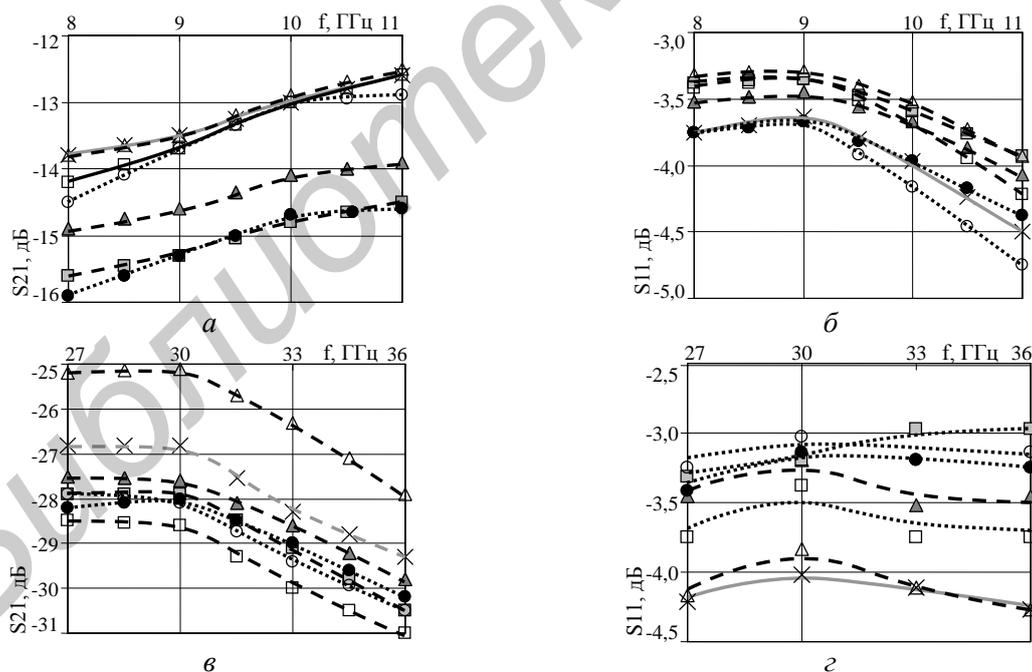


Рис. 3. Частотные зависимости коэффициентов передачи (а, в) и отражения (б, г) для образцов с растворами хлоридов:

●—●—●— CuCl<sub>2</sub> (1 М), ▲—▲—▲— NaCl (1 М), ■—■—■— KCl (1 М),  
 ○—○—○— CuCl<sub>2</sub> (0,1 М), △—△—△— NaCl (0,1 М), ▣—▣—▣— KCl (0,1 М), ×—×—×— H<sub>2</sub>O дист.

Как известно, диссоциированные ионы в водном растворе окружены гидратной оболочкой, молекулы воды в которой упорядочены, но иным образом, нежели в объеме раствора. Изменение структуры раствора имеет своим следствием изменение его динамических свойств, то есть, введение ионов влияет на подвижность окружающих их молекул воды. Степень такого

влияния зависит, помимо всего прочего, от природы ионов. Время жизни молекул воды в первой гидратной оболочке может быть как больше, так и меньше времени жизни молекулы воды в узле решетки чистой (или объемной) воды [13]. Предполагается, что большее время жизни молекул воды в первой гидратной оболочке иона приводит к снижению подвижности дипольных молекул воды во внешнем электромагнитном поле, что выражается в увеличении энергии, требуемой на ориентацию диполей, а следовательно, и увеличении потерь поглощения энергии ЭМИ, в снижении восприимчивости молекул воды к внешнему ЭМ воздействию и, как следствие, уменьшении диэлектрической проницаемости воды.

Анализ графиков показывает, что в диапазоне 8...12 ГГц коэффициент передачи ( $S_{21}$ ) текстильных матриц, пропитанных 0,1 М растворами хлоридов, незначительно меньше коэффициента передачи образца сравнения с водой. С ростом концентрации растворов коэффициент передачи существенно снижается (рис. 3, а). Наибольшей эффективностью экранирования ЭМИ обладают образцы, пропитанные 1 М раствором хлорида калия или меди ( $S_{21}$  достигает значений до -15,7...-15,9 дБ).

Такой же коэффициент отражения, как и у водонаполненного образца, показали текстильные матрицы с 0,1 и 1 М растворами хлорида меди, а остальные хлоридсодержащие матрицы имеют больший коэффициент отражения, что объясняется их повышенной проводимостью из-за присутствия солей металлов, и соответственно, возникновением токов проводимости, повышающих уровень электромагнитной энергии, распространяющейся обратно в направлении источника. А значит, наилучшими радиопоглощающими свойствами из рассмотренных обладает текстильная капиллярно-пористая матрица, пропитанная 1 М раствором хлорида меди, т. к. этот образец имеет наиболее низкий коэффициент передачи и низкий коэффициент отражения (рис. 3, б).

В диапазоне частот 27...37 ГГц коэффициент передачи всех образцов ниже, чем водонаполненного, вследствие увеличенной электропроводности растворов электролитов по сравнению с водой (рис. 3, в) и разница между ними не превышает величины погрешности измерений. Наименьший коэффициент передачи из представленных образцов имеет текстильная матрица с 0,1 М раствором хлорида калия ( $S_{21}$  до -31 дБ). Разницу в полученных характеристиках нельзя объяснить только различной электропроводностью рассматриваемых солей металлов. Вероятно, имеют место особенности взаимодействия электромагнитной волны с гидратными оболочками различных катионов. Небольшая разница в характеристиках различных образцов с хлоридами может объясняться тем, что время жизни молекул воды в гидратных оболочках ионов мало, а следовательно возможный ответ, характеризующий различие в природе ионов, находится в более высоком диапазоне частот.

Из результатов измерений видно, что увеличение концентрации соли металла, а следовательно, проводимости раствора, приводит к снижению коэффициента передачи волноводного тракта с образцом за счет повышения доли отражаемой энергии. При этом с увеличением частоты разница в коэффициентах передачи и отражения для образцов с различной концентрацией солей металлов снижается и составляет порядка 1...1,2 дБ.

*Растворы сульфатов.* Графики зависимостей коэффициентов отражения и передачи в различных частотных диапазонах для образцов, наполненных растворами сульфатов, показаны на рис.4. В эксперименте использовали 1,0 М и 0,1 М растворы сульфатов марганца, никеля, меди и цинка. Выбор ионов металлов обусловлен различиями в их природе и размерах ионов, что влияет на подвижность катионов и, как следствие, проводимость раствора соли. Известно, что в случае многозарядных катионов металлов в водных растворах происходит образование гидроксо- и оксомостиков, что приводит к полимеризации аквагидроксо- и гидроксокомплексов [14] и созданию в растворе цепочечных и пространственных структур. Наличие и характер таких структур, по мнению авторов, неизбежно оказывает влияние на взаимодействие ЭМИ и раствора электролита.

Анализ экспериментальных зависимостей показывает, что в диапазоне 8...12 ГГц увеличение концентрации соли в жидкостном наполнителе ведет к уменьшению коэффициента передачи (см. рис. 4, а) на 1...1,5 дБ. Наименьший коэффициент передачи показал образец, наполненный 1 М раствором сульфата цинка ( $S_{21}$  до -5 дБ). В то же время его коэффициент отражения немного меньше коэффициента отражения образца сравнения (см. рис. 4, б) поскольку электропроводность раствора сульфата цинка наименьшая, что свидетельствует

о радиопоглощающих свойствах такого раствора на этих частотах. Влияния концентрации растворов наполнителей на коэффициент отражения не обнаружено.

В частотном диапазоне 27...37 ГГц коэффициенты передачи 0,1 М растворов существенно ниже коэффициента передачи дистиллированной воды, а 1 М растворов – близки (рис. 4, в). Эти парадоксальные результаты, возможно, объясняются долей молекул воды, участвующих в образовании гидратных оболочек диссоциированных ионов сильного электролита. Наибольшей эффективностью экранирования обладает образец, наполненный 0,1 М раствором сульфата никеля ( $S_{21}$  до  $-33$  дБ).

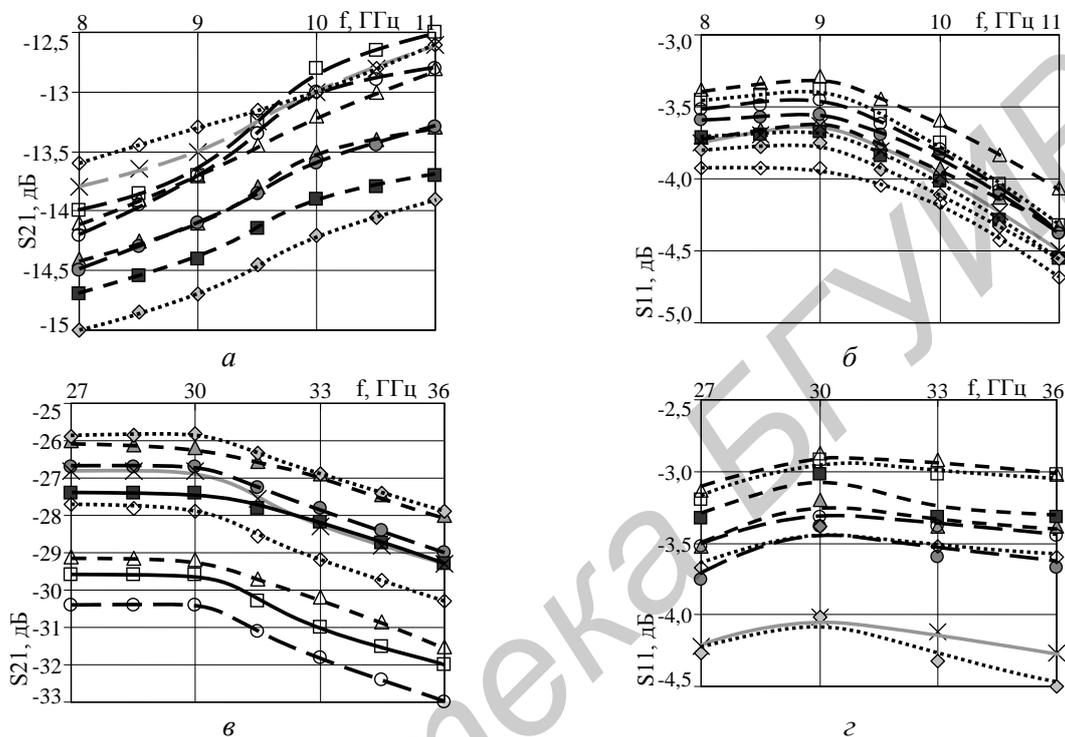


Рис. 4. Зависимость коэффициентов передачи (а, в) и отражения (б, г) от частоты для образцов с растворами сульфатов:

—▲—  $\text{MnSO}_4$  (1,0 М), —■—  $\text{CuSO}_4$  (1,0 М), —●—  $\text{NiSO}_4$  (1,0 М), ...◆...  $\text{ZnSO}_4$  (1,0 М),  
 —▲—  $\text{MnSO}_4$  (0,1 М), —■—  $\text{CuSO}_4$  (0,1 М), —●—  $\text{NiSO}_4$  (0,1 М), ...◆...  $\text{ZnSO}_4$  (0,1 М), —×—  $\text{H}_2\text{O}$  дист.

Из-за электропроводности растворов электролитов их коэффициент отражения выше по сравнению с образцом, заполненным дистиллированной водой. Коэффициент отражения меньше, чем у матрицы сравнения, имеет только образец с 1 М раствором сульфата цинка, но его коэффициент передачи несколько больше водного, поэтому эффективность радиопоглощения сравниваемых образцов приблизительно равна. Также можно отметить, что увеличение концентрации сульфатных растворов в рассмотренных случаях приводит к уменьшению отражения (рис. 4, г). Следовало ожидать, что увеличение электропроводности, являющееся следствием роста концентрации, должно было бы вызвать и возрастание отражения, но, вероятно, происходит диссипация энергии ЭМИ за счет взаимодействия с гидратными оболочками ионов. С ростом концентрации ионов возрастает также доля молекул воды, участвующих в создании их гидратных оболочек и увеличивается доля энергии падающей электромагнитной волны, расходуемой на их разрушение.

В результате выполнения исследований экспериментальных образцов гибких экранов ЭМИ с наполнителями, представляющими растворы электролитов, видно, что разбавленные растворы кислот и солей (результаты настоящей работы и [10]) по своим свойствам слабо отличаются от воды; т. е. на подавление ЭМИ большое влияние оказывает растворитель (дистиллированная вода), который обладает высоким поглощением ЭМИ [15]. Лишь в случае достаточно концентрированных растворов, не менее 1,0 М, речь может идти о существенных различиях в коэффициентах передачи и отражения ЭМИ между водой и исследованными растворами. Предполагается также, что существенное влияние на экранирующие и поглощающие свойства рассмотренных материалов оказывает и взаимодействие с молекулами воды, составляю-

щими гидратную оболочку ионов.

*Комбинированные солевые наполнители.* В продолжение предыдущих исследований в качестве наполнителя текстильной матрицы использовались смеси следующих 1,0 М растворов солей: KCl и NaCl, NiSO<sub>4</sub> и MnSO<sub>4</sub>, K<sub>3</sub>[Fe(CN)<sub>6</sub>] и KCl, CuSO<sub>4</sub> и NiSO<sub>4</sub>; а также смесь 0,4 М раствора K<sub>2</sub>Cr<sub>2</sub>O<sub>7</sub> и 1 М раствора KCl. Исследование экранирующих характеристик этих образцов проводилось только в диапазоне частот 27–37 ГГц. Графики зависимостей коэффициентов отражения и передачи для образцов с комбинированными солевыми наполнителями в указанном частотном интервале показаны на рис. 5.

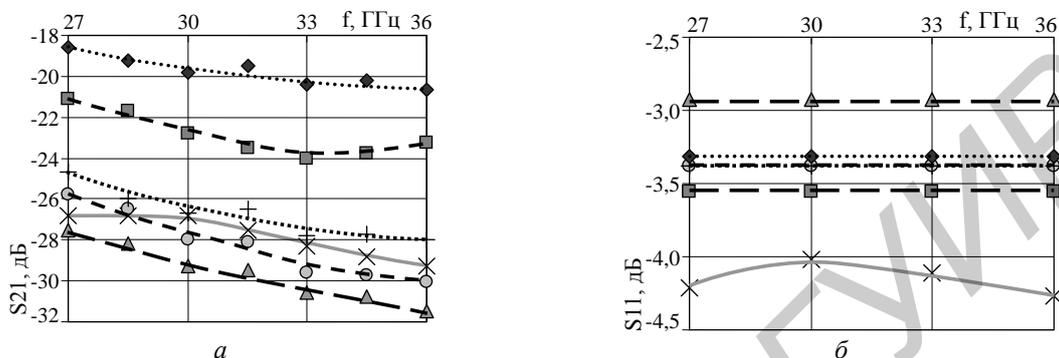


Рис. 5. Зависимость коэффициентов передачи (а) и отражения (б) от частоты для образцов с комбинированными растворными солевыми наполнителями:

○ — KCl+NaCl, ■ — NiSO<sub>4</sub>+MnSO<sub>4</sub>, ◆ — CuSO<sub>4</sub>+NiSO<sub>4</sub>,  
 ▲ — K<sub>2</sub>Cr<sub>2</sub>O<sub>7</sub>+KCl, × — K<sub>3</sub>[Fe(CN)<sub>6</sub>]+KCl, ..... H<sub>2</sub>O дист.

Анализ экспериментальных зависимостей показывает, что в диапазоне 27...37 ГГц наименьшим коэффициентом передачи обладает образец с наполнителем из смеси 0,4 М раствора бихромата калия и 1 М раствора хлорида калия (S<sub>21</sub> до –31,4 дБ). Коэффициенты отражения ЭМИ рассматриваемых образцов выше, чем у водонаполненного, вследствие присутствия диссоциированных ионов и несущественно отличаются друг от друга (рис. 5, б).

При анализе результатов обнаружено, что эффективность экранирования образцами с наполнителями из смеси растворов в основном меньше, чем с растворами, из которых они получены, за исключением смеси 0,4 М раствора K<sub>2</sub>Cr<sub>2</sub>O<sub>7</sub> и 1 М раствора KCl. Эта смесь ослабляет ЭМИ выше, чем составляющие ее растворы по отдельности. На отражении ЭМИ смешивание электролитов отразилось слабо.

Следует отметить, что исследованные материалы имеют лучшие характеристики по сравнению с аналогичными по толщине экранами из трикотажных полотен с металлическими нитями. У последних в диапазоне 8...12 ГГц коэффициент передачи достигает только –9 дБ при коэффициенте отражения до –6 дБ [16].

## Заключение

В результате выполнения измерений и анализа их результатов можно сформулировать следующие выводы:

- разбавленные (0,1 М) растворы солей по своим свойствам слабо отличаются от воды; т. е. на подавление ЭМИ большое влияние оказывает растворитель (дистиллированная вода), который обладает высоким поглощением ЭМИ;
- гибкие экраны с наполнителями из различных индивидуальных солевых растворов в диапазоне частот 27...37 ГГц имеют меньший коэффициент передачи ЭМИ, чем гибкие экраны с наполнителями на основе их комбинаций.

Далее приведены самые эффективные из исследованных гибкие экраны ЭМИ на основе полиакрилонитрильного полотна толщиной 2 мм с различными наполнителями.

*Материалы, поглощающие ЭМИ.* Наилучшими радиопоглощающими свойствами из числа исследованных растворов солей в диапазоне частот 8...12 ГГц обладает 1,0 М раствор ZnSO<sub>4</sub> (коэффициент пропускания до –15 дБ при коэффициенте отражения до –4,6 дБ). В частотном интервале 27...37 ГГц наилучшим радиопоглотителем является образец, пропитанный дистиллированной водой, коэффициент передачи до –29,3 дБ при коэффициенте отражения до –4,3 дБ.

*Материалы, ослабляющие ЭМИ.* Наименьший коэффициент пропускания в интервале частот 8...12 ГГц имеет текстильное полотно, содержащее в качестве жидкостного наполнителя 1,0 М растворы  $\text{CuCl}_2$  и  $\text{KCl}$  (коэффициенты пропускания практически одинаковы и достигают значений 15,9 дБ), а в диапазоне частот 27...37 ГГц – пропитанное 0,1 М раствором  $\text{NiSO}_4$  с коэффициентом пропускания до –33 дБ.

В работе удалось достичь высоких показателей экранирования ЭМИ гибкими и тонкими материалами, которые по сравнению с аналогичными по толщине экранами из трикотажных полотен с металлическими нитями имеют преимущество в поглощении ЭМИ, имеют меньшую удельную массу, а также значительно проще и дешевле в изготовлении, что обуславливает технико-экономическую эффективность их применения. Полученные данные необходимы для дальнейших исследований в области экранирования; также результаты этих исследований могут использоваться для изготовления гибких электромагнитных экранов, применяемых в различных сферах: в военной области для снижения радиолокационной заметности объектов и повышения их помехозащищенности; в области экологической защиты живых организмов от вредного воздействия ЭМИ; в области защиты информации для подавления электромагнитного канала утечки информации; для защиты устройств обработки и хранения информации от воздействия ЭМИ; в измерительной и контрольной аппаратуре; в других областях науки и техники.

## INVESTIGATION OF INFLUENCE OF NATURE AND CONCENTRATION OF VARIOUS FILLERS FOR EM-SHIELDS UPON THEIR SHIELDING EFFECTIVENESS ON MICROWAVE: II. CHLORIDE, SULFATE SOLUTIONS AND THEIR COMBINATIONS

S.V. HALUSHKA, ALI ALHAMRUNI MUHAMED, N.V. NASONOVA, A.A. POZNYAK

### Abstract

The shielding effectiveness of flexible radioabsorbing materials on the basis of textile matrices impregnated with aqueous solutions of chloride, sulfate solutions and their combinations in the frequency bands of 8...12 and 27...37 GHz is investigated.

### Список литературы

1. *Борботько Т.В., Колбун Н.В., Лыньков Л.М., и др.* Поглотители электромагнитного излучения. Применение в вооруженных силах. Минск, 2006.
2. *Виноградов Е.М.* Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. М., 1986.
3. *Михайловский Л.К.* // Зарубежная радиоэлектроника. 2000. №9. С. 21–28.
4. *Чепарин В.П.* Гироманитная бестоковая электроника. М., 1997.
5. *Inui T., Yoshiuchi S., Harada T., et.al.* // Int. Symp. Electromagnetic Compatibility. 1989. Vol. 2. P. 775–779.
6. *Казанцева Н.Е., Рывкина Н.Г., Чмутин И.А.* // Радиотехника и электроника. 2003. Т.48, №2. С. 196–209.
7. *Пономаренко А.Т., Шевченко В.Г., Казанцева Н.Е., и др.* // Матер., техн., INSTR. 2001. Т.6, №2. С. 11–22.
8. *Лыньков Л.М., Богуш В.А., Борботько Т.В., и др.* // Докл. БГУИР. 2004. Т.2, №3. С.152–167.
9. *Колбун Н.В., Лыньков Л.М., Борботько Т.В., и др.* // Вестник ПГУ, Сер. В. 2004. №12. С. 30–34.
10. *Галушка С.В., Мухамед Али Альхамруни, Насонова Н.В., и др.* // Докл. БГУИР. 2012. №5(67). С. 110–115.
11. *Головатая С.В., Ковальчук Н.В., Насонова Н.В., и др.* // Докл. БГУИР. 2010. №8(54). С. 71–77.
12. *Ковальчук Н.В., Насонова Н.В., Мухамед Али Альхамруни, и др.* // Докл. БГУИР. 2011. №8(62). С. 27–33.
13. *Глебов А.Н., Буданов А.Р.* // Соросовский образовательный журнал. 1996. № 9. С. 72–78.
14. *Кукушкин Ю.Н.* // Соросовский образовательный журнал. 2001. Т.7, №6. С. 26–31.
15. *Колбун Н.В., Борботько Т.В., Терех И.С., и др.* // Матер. докл. Меж. науч.-техн. семинара «Телекоммуникации: сети и технологии, алгебраическое кодирование и безопасность данных». Минск, 2004. С. 78–84.
16. *Богуш В.А., Борботько Т.В., Гусинский А.В., и др.* Электромагнитные излучения. Методы и средства защиты. Минск, 2003.

УДК 621.396.96

## ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ АДАПТИВНЫХ ДИСКРЕТНЫХ ФИЛЬТРОВ КАЛМАНА ПРИ КОСВЕННЫХ ИЗМЕРЕНИЯХ

П.А. ХМАРСКИЙ, А.С. СОЛОНАР

*Военная академия Республики Беларусь  
Минск, 220057, Беларусь**Поступила в редакцию 5 июня 2012*

Рассмотрены особенности реализации адаптивных дискретных фильтров Калмана для первичных измерений от двухкоординатной РЛС кругового обзора. Перечислены рекомендации по практическому применению модификаций адаптивных дискретных фильтров Калмана.

*Ключевые слова:* модель движения, маневр, адаптация, коррекция параметров, результирующая оценка, коммутируемая структура.

### Введение

Важный этап обработки радиолокационной информации – дискретная фильтрация координат и параметров движения воздушных объектов. Для решения задачи дискретной фильтрации наиболее часто применяют линейные и квазилинейные дискретные фильтры Калмана (ФК).

На показатели качества ФК существенное влияние оказывает соответствие моделей задающего и возмущающего воздействия моделям, положенным в основу синтеза фильтра. Динамическая ошибка может появиться в ФК в процессе фильтрации координат и параметров маневрирующей цели в том случае, когда порядок полинома регулярной части модели задающего воздействия выше порядка полинома, заложенного в алгоритм экстраполяции фильтра. Для компенсации возникающих динамических ошибок применяются различные алгоритмы адаптивной фильтрации.

Из публикаций отечественных и зарубежных авторов можно выделить разнообразное количество одноканальных и многоканальных алгоритмов адаптации [1–6]. Наиболее распространенными из них являются [4]: фильтр с коррекцией полосы пропускания; фильтр с коррекцией результирующей оценки параметра; многомодельный фильтр с коммутируемой структурой по моделям движения (ПМД).

Примеры реализации данных алгоритмов рассмотрены либо для моделей регулярной части задающего воздействия 0-го порядка [5], либо на примере фильтрации по радиальной дальности и скорости [2]. Применение данных алгоритмов для ФК при косвенных измерениях (наблюдении полярных координат и фильтрации прямоугольных) позволило выявить ряд особенностей, которые будут представлены в статье.

Целями статьи являются: рассмотрение особенностей расчетов и построений модификаций адаптивных дискретных ФК и сопоставительный анализ результатов фильтрации данных модификаций.

## Постановка задачи

Будем считать, что в вектор наблюдаемых параметров  $\theta$  входят разовые оценки радиальной дальности  $r$  и азимута  $\beta$ . Ошибки наблюдения некоррелированы и характеризуются корреляционной матрицей ошибок измерения:

$$R_{\theta} = \begin{bmatrix} \sigma_r^2 & 0 \\ 0 & \sigma_{\beta}^2 \end{bmatrix},$$

где  $\sigma_r^2$ ,  $\sigma_{\beta}^2$  – СКО гауссовских ошибок наблюдения радиальной дальности и азимута.

Интервал обновления данных равен  $T$ . Данные наблюдения соответствуют выходу устройства разовых оценок двухкоординатной РЛС кругового обзора. Наблюдается аэродинамический летательный аппарат (ЛА). Возможны следующие типы движения ЛА: прямолинейное движение с постоянной скоростью; равноускоренное движение; разворот.

*Задача:* рассмотреть особенности расчетов и построений модификаций адаптивных дискретных ФК при наблюдении полярных координат и фильтрации прямоугольных координат – ФК с коррекцией полосы пропускания; ФК с коррекцией результирующей оценки параметра; многомодельный ФК с коммутируемой структурой ПМД; провести сопоставление их суммарных ошибок измерения местоположения ЛА методами математического моделирования.

## Модификации адаптивных дискретных фильтров Калмана

1. *Адаптивный дискретный ФК с коррекцией полосы пропускания.* В данном фильтре текущая подстройка полосы пропускания снижает динамические ошибки на этапе маневрирования, приводя к некоторому возрастанию флуктуационных ошибок в отсутствие маневрирования. Полоса пропускания фильтра определяется коэффициентом усиления фильтра  $\mathbf{K}_{k+1}$ , зависящего от ошибок экстраполяции и текущего оценивания.

Умножая матрицу ошибок экстраполяции  $\mathbf{R}_{0(k+1)}$  на скалярный коэффициент  $\gamma > 1$  [2], увеличивают коэффициент усиления  $\mathbf{K}_{k+1}$ . Тем самым минимизируют разность между прогнозируемой ( $\mathbf{R}_{0(k+1)} - \mathbf{R}_{\theta(k+1)}$ ) и усредненной оценочной  $\bar{\Delta}_{\theta(k+1)} \bar{\Delta}_{\theta(k+1)}^T$  корреляционной матрицей невязок

$$\bar{\Delta}_{\theta(k+1)} = \hat{\theta}_{k+1} - \mathbf{H} \hat{\alpha}_{0(k+1)}, \quad (1)$$

где  $\hat{\theta}_{k+1}$  – текущая оценка,  $\hat{\alpha}_{0(k+1)}$  – оценка прогноза вектора состояния.

*Приближение по величине следа матрицы* [1]. Приравняется нулю линейная комбинация следов  $\text{tr}\{\bar{\Delta}_{\theta(k+1)} \bar{\Delta}_{\theta(k+1)}^T\} - \text{tr}\{\mathbf{H} \mathbf{R}_{0(k+1)} \mathbf{H}^T + \mathbf{R}_{\theta(k+1)}\} = 0$ , откуда корректирующий коэффициент

$$\gamma = \hat{\gamma}_{k+1} = \frac{\text{tr}\{\bar{\Delta}_{\theta(k+1)} \bar{\Delta}_{\theta(k+1)}^T - \mathbf{R}_{\theta(k+1)}\}}{\text{tr}\{\mathbf{H} \mathbf{R}_{0(k+1)} \mathbf{H}^T\}}. \quad (2)$$

Коэффициент усиления после коррекции будет иметь вид:

$$\mathbf{K}_{k+1} = \hat{\gamma}_{k+1} \mathbf{R}_{0(k+1)} \mathbf{H}^T [\hat{\gamma}_{k+1} \mathbf{H} \mathbf{R}_{0(k+1)} \mathbf{H}^T + \mathbf{R}_{\theta(k+1)}].$$

Особенностями реализации данного адаптивного ФК являются:

1) невязки координат для обнаружения маневра необходимо определять в прямоугольной системе координат (СК). Для этого при пересчете оценки вектора наблюдения  $\hat{\theta}_{(k+1)}$  из полярной СК в прямоугольную  $\hat{\theta}_{xz(k+1)}$  применяется вектор-функция  $\mathbf{h}_{\theta_{xz}}(\theta)$  [5]:

$$\hat{\theta}_{(k+1)} = \hat{\theta}_{xz(k+1)} = \begin{Bmatrix} \hat{x}_{f(k+1)} \\ \hat{z}_{f(k+1)} \end{Bmatrix} = \mathbf{h}_{\theta_{xz}}(\theta) = \begin{Bmatrix} \hat{r}_{(k+1)} \cos(\hat{\beta}_{(k+1)}) \\ \hat{r}_{(k+1)} \sin(\hat{\beta}_{(k+1)}) \end{Bmatrix}.$$

Отсюда вектор невязок (1) будет иметь вид:

$$\bar{\Delta}_{\theta_{(k+1)}} = \bar{\Delta}_{xz(k+1)} = \begin{Bmatrix} \hat{x}_{f(k+1)} - \hat{x}_{0(k+1)} \\ \hat{z}_{f(k+1)} - \hat{z}_{0(k+1)} \end{Bmatrix}, \quad (3)$$

где  $\hat{x}_{0(k+1)}$ ,  $\hat{z}_{0(k+1)}$  – экстраполированные значения координат ЛА;

2) матрицу ошибок наблюдения  $\mathbf{R}_{\theta_{(k+1)}}$  необходимо определять в прямоугольной СК.

Для этого используют выражения [5]:

$$\mathbf{R}_{\theta_{(k+1)}} = \mathbf{R}_{xz(k+1)} = \begin{Bmatrix} \sigma_r^2 \cos^2(\beta) + r^2 \sigma_\beta^2 \sin^2(\beta) & \sin(\beta) \cos(\beta) (\sigma_r^2 - r^2 \sigma_\beta^2) \\ \sin(\beta) \cos(\beta) (\sigma_r^2 - r^2 \sigma_\beta^2) & \sigma_r^2 \sin^2(\beta) + r^2 \sigma_\beta^2 \cos^2(\beta) \end{Bmatrix}, \quad (4)$$

здесь матрица  $\beta = \hat{\beta}_{(k+1)}$ ,  $r = \hat{r}_{(k+1)}$ .

В выражении (2) матрица статического пересчета  $\mathbf{H}$  будет равна [3]:

$$\mathbf{H} = \begin{Bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{Bmatrix};$$

3) для обеспечения реакции чувствительности фильтра к маневру длина окна анализа не должна превышать 5...7 обзоров.

2. *Адаптивный дискретный ФК с коррекцией результирующей оценки параметра.* В данной модификации к результирующей оценке вектора состояния  $\hat{\alpha}_{u(k+1)}$  вводится *аддитивная поправка*  $u_{(k+1)}$  [1, 5, 7]:

$$\hat{\alpha}_{u(k+1)} = \hat{\alpha}_{k+1} + \mathbf{u}_{k+1}. \quad (4)$$

Поправка  $u_{(k+1)}$  минимизирует невязку  $\eta_{k+1} = \hat{\theta}_{k+1} - \mathbf{H} \hat{\alpha}_{u(k+1)}$  текущей и результирующей оценок вектора измеряемых параметров на  $(k+1)$ -м шаге фильтрации.

*Оптимизация выбора поправки* [2, 7, 8, 9]. С целью оптимизации выбора поправки  $u_{(k+1)}$  вводят:

- матрицу стоимости невязок коррекции  $\mathbf{S}_{\eta_{(k+1)}}$
- матрицу стоимости затрат на коррекцию  $\mathbf{S}_{u_{(k+1)}}$
- сумму квадратичных стоимостей невязок коррекции и затрат на коррекцию на  $(k+1)$ -м шаге  $\mathbf{r}_{k+1} = \eta_{(k+1)}^T \mathbf{S}_{\eta_{(k+1)}} \eta_{(k+1)} + \mathbf{u}_{(k+1)}^T \mathbf{S}_{u_{(k+1)}} \mathbf{u}_{(k+1)}$ .

Можно минимизировать определяемые суммарные потери, для этого приравнивают к нулю производную по  $\mathbf{u}_{(k+1)}^T$  и находят:  $\mathbf{u}_{(k+1)} = \Delta \mathbf{K}_{u(k+1)} (\mathbf{E} - \mathbf{H} \mathbf{K}_{k+1}) (\hat{\theta}_{k+1} - \mathbf{H} \hat{\alpha}_{0(k+1)})$ , где  $\Delta \mathbf{K}_{u(k+1)} = (\mathbf{H}_{k+1}^T \mathbf{S}_{\eta_{(k+1)}} \mathbf{H}_{(k+1)} + \mathbf{S}_{u_{(k+1)}})^{-1} \mathbf{H}_{k+1}^T \mathbf{S}_{\eta_{(k+1)}}$ .

Корректирующая поправка прямо пропорциональна величине невязки. Матричный весовой коэффициент  $\Delta \mathbf{K}_{u(k+1)}$  учитывает соотношение стоимостей погрешности измерения и управления, неодинаковое для различных составляющих вектора состояния  $\alpha_{(k+1)}$  на разных шагах фильтрации.

Особенности реализации данного адаптивного ФК:

1) матрица стоимости невязок коррекции соответствует матрице ошибок наблюдения в прямоугольной СК [5]:

$$\mathbf{S}_{\eta(k+1)} = \begin{vmatrix} \sigma_r^2 \cos^2(\beta) + r^2 \sigma_\beta^2 \sin^2(\beta) & \sin(\beta) \cos(\beta) (\sigma_r^2 - r^2 \sigma_\beta^2) \\ \sin(\beta) \cos(\beta) (\sigma_r^2 - r^2 \sigma_\beta^2) & \sigma_r^2 \sin^2(\beta) + r^2 \sigma_\beta^2 \cos^2(\beta) \end{vmatrix};$$

где  $\beta = \hat{\beta}_{(k+1)}$ ,  $r = \hat{r}_{(k+1)}$ .

2) матрица стоимости затрат на коррекцию будет иметь вид:

$$\mathbf{S}_{u(k+1)} = \begin{vmatrix} S_u & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_u & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_u & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_u \end{vmatrix}, \quad \mathbf{S}_{u(k+1)} = \begin{vmatrix} S_u & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_u & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_u & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_u \end{vmatrix},$$

где  $S_u$  – некоторое фиксированное число (при моделирование оно составляло 0,0017);

3) корректировка осуществляется только по положению.

3. *Адаптивный многомодельный ФК ПМД с коммутируемой структурой.* В зарубежной литературе обозначается как Tracking scheme with Input Estimation (IE) [1, 10]. Элементами фильтров с коммутируемой структурой (рис. 1) являются обнаружители (распознаватели) маневра, основанные как на использовании не только его траекторных [2–5], но и сигнальных признаков [11, 12].

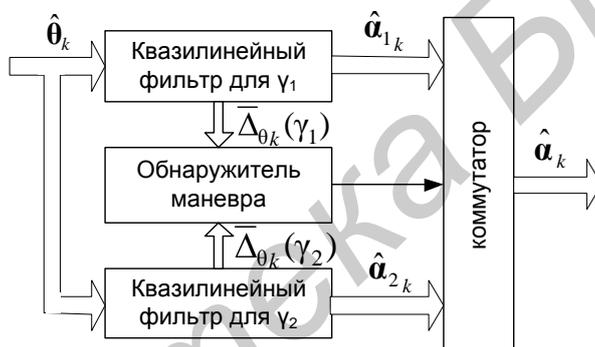


Рис. 1. Структурная схема адаптивного многомодельного ФК ПМД с коммутируемой структурой

Траекторными признаками маневра являются: невязка прогноза параметра (соответствует (1)); оценки составляющих ускорений [5]; скалярные коэффициенты вида (2); элементы оценочного вектора корректирующих поправок  $\mathbf{u}_{(k+1)}$  вида (4); апостериорные вероятности гипотез моделей движения ЛА [1, 3, 4].

Сигнальные признаки маневра включают: ширину спектра флуктуаций при квазинепрерывном и непрерывном когерентном излучении, изменяющемся в процессе поворота ЛА [12]; интервал между элементами («гармониками») спектра при квазинепрерывном и непрерывном когерентном излучении, изменяющемся при изменении скорости вращения вала турбины или компрессора двигателя [11, 12]; форму дальностного портрета при широкополосном когерентном излучении, быстро изменяющемся при повороте ЛА [13].

Коммутация структуры позволяет избежать постоянного включения цепей коррекции, что снижает флуктуационные ошибки в отсутствие маневра цели, хотя одновременно снижает и оперативность коррекции [14].

Особенности реализации адаптивного многомодельного ФК ПМД с коммутируемой структурой:

- 1) каждый ФК настроен на свою модель входного воздействия;
- 2) в обнаружителе маневра сопоставляются усредненные невязки фильтров вида (3); в качестве результата измерения используется выход фильтра с наименьшей невязкой;
- 3) не рекомендуется увеличивать число ФК, работающих параллельно более 4.

Для моделирования было синтезировано устройство, в коммутации которого находилось два ФК – первого и второго порядков с СКО случайного маневра равными 0,001 м/с<sup>2</sup> и

0,00077 м/с<sup>3</sup>. Обнаружитель маневра переключался на ФК с наименьшим значением усредненной невязки, вычисленной согласно выражению (3).

### Математическое моделирование

*Комплекс математического моделирования.* Для проведения сопоставительного моделирования ошибок измерений рассмотренных модификаций адаптивных ФК был разработан комплекс математического моделирования. Данный комплекс позволяет: сформировать входное воздействие в виде суммы задающего и возмущающего воздействия. Задающее воздействие представляло собой различные виды движения ЛА: равномерное прямолинейное, равноускоренное прямолинейное и разворот. Возмущающее воздействие соответствовало ошибкам первичных измерений в двухкоординатной РЛС кругового обзора с периодом обзора 5 с. Вектор наблюдаемых параметров  $\theta$  включал разовые оценки радиальной дальности и азимута ЛА ( $\sigma_r^2=50$  м,  $\sigma_\beta^2=15^\circ$ ).

*Показатели качества.* В качестве показателя качества модификаций ФК была выбрана СКО суммарной ошибки измерения местоположения  $\Delta_\Sigma(k)$ , которое на каждом обзоре вычислялось согласно выражению [2, 3]:

$$\Delta_\Sigma(k) = \sqrt{\frac{1}{N_{\text{оп}} - 1} \sum_{j=1}^{N_{\text{оп}}} [(x_{Tj}(k) - x_{\Phi j}(k))^2 + (z_{Tj}(k) - z_{\Phi j}(k))^2]},$$

где  $N_{\text{оп}}$  – количество проведенных опытов (опыт – результат наблюдения всей траектории),  $j$  – номер опыта,  $x_{Tj}(k), z_{Tj}(k)$  – истинные значения координат ЛА,  $k$  – номер шага наблюдения,  $x_{\Phi j}(k), z_{\Phi j}(k)$  – фильтрованные значения координат.

В ходе моделирования проведено 5000 опытов для каждого модельного эксперимента.

*Результаты моделирования.* Было проведено два модельных эксперимента.

*Модельный эксперимент №1* (см. рис. 2). ЛА находился на дальности 100 км от РЛС (начальные значения курса и азимута –  $\alpha=30^\circ$ ;  $\beta=60^\circ$  соответственно). ЛА двигался с 1-го по 30-ый и с 61-го по 100-ый шаг прямолинейно с постоянной скоростью равной 720 км/ч. С 30-го по 60-ый шаг ЛА совершал разворот в горизонтальной плоскости с нормальной перегрузкой  $n_y = 1,4$ . Для ФК при косвенных измерениях 1-го порядка такое изменение модели движение приведет к увеличению динамической ошибки и, как результат, к срыву сопровождения. Как видно из рис. 2, все рассматриваемые модификации адаптивных ФК позволяют избежать данного эффекта. Наиболее эффективными в таких условиях наблюдения являются ФК с коммутуруемой структурой и ФК с коррекцией полосы пропускания. Худшие показатели в точности (проигрыш до 50%) имеет ФК с коррекцией результирующей оценки.

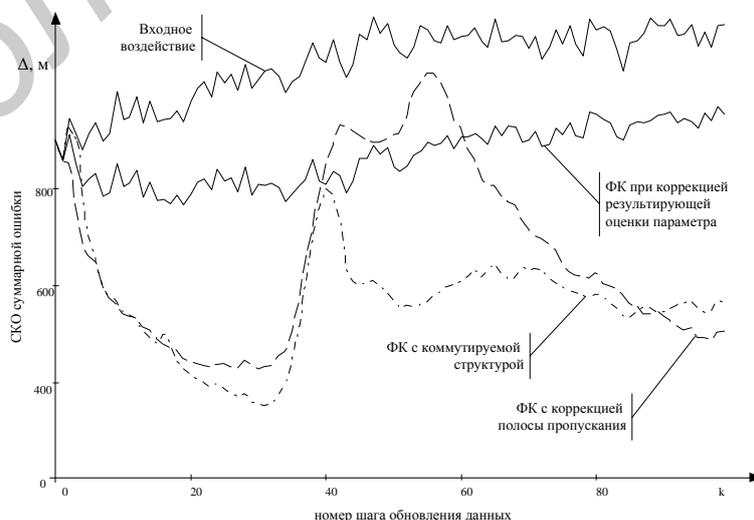


Рис. 2. Результаты моделирования 1-го модельного эксперимента

*Модельный эксперимент №2* (см. рис. 3). Начальные координаты ЛА соответствуют модельному эксперименту 1. Моделировалось прямолинейное равноускоренное движение ЛА на всем участке трассы с ускорением  $1 \text{ м/с}^2$ . При таких условиях наблюдения наиболее эффективной является модификация ФК с коммутируемой структурой, до 25% точности ей проигрывает ФК с коррекцией полосы пропускания, до 40% – ФК с коррекцией результирующей оценки.

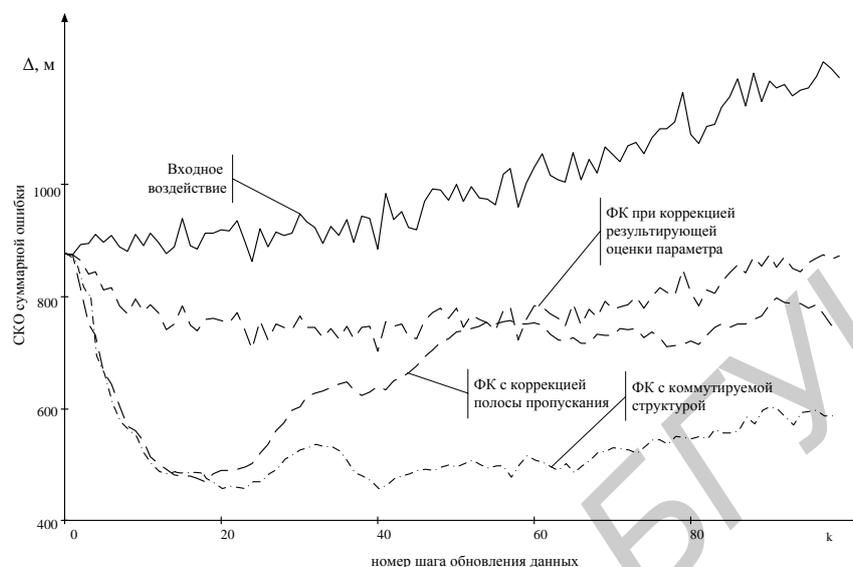


Рис.3. Результаты моделирования 2-го модельного эксперимента

### Заключение

В ходе проведенных исследований были выявлены особенности расчетов и построений модификаций адаптивных дискретных ФК при наблюдении полярных координат и фильтрации прямоугольных. Все особенности перечислены в первой части статьи, отдельно для каждого ФК. Во второй части проанализировано качество измерения координат ЛА в различных модификациях адаптивных дискретных ФК. Все алгоритмы адаптивной фильтрации позволяют снизить значение динамической ошибки при маневре ЛА.

На основании проведенного математического моделирования можно выработать следующие рекомендации по практическому применению рассмотренных модификаций адаптивных ФК:

- для предотвращения срыва сопровождения при возникновении динамической ошибки необходимо введение коррекции (адаптации);
- наиболее эффективными являются ФК с коррекцией полосы пропускания и ФК с коммутируемой структурой;
- использование ФК с коррекцией результирующей оценки параметра целесообразно лишь при интенсивном маневрировании.

## FEATURES OF ADAPTIVE EXTENDED KALMAN FILTER IMPLEMENTATIONS

P.A. KHMARSKI, A.S. SOLONAR

### Abstract

Features of adaptive extended Kalman filter implementations are considered. Recommendations about practical application of adaptive extended Kalman filter modifications are listed.

### Список литературы

1. Бар-Шалом Я., Ли Х.Р. Траекторная обработка. Принципы, способы и алгоритмы. М., 2011.
2. Канащенко А.И., Меркулов В.И. Авиационные системы радиоуправления. Принципы построения систем радиоуправления. Основы синтеза и анализа. М., 2003.
3. Кузьмин С.З. Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации. М., 1974.
4. Фарина А., Студер Ф. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей. М., 1993.
5. Ширман Я.Д., Горшков С.А., Москвитин С.В., и др. // Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Издание 2-е переработ. и доп. М., 2007.
6. Blackman S., Popoli R. // Design and Analysis of Modern Tracking Systems. Boston&London. Artech House, 1999.
7. Меркулов В.И. // М. Радиотехника. №8. 2001. С. 88–93.
8. Меркулов В.И. // М. Радиотехника. 1999. №2. С. 79–80.
9. Меркулов В.И., Дрогалин В.В. // М. ИПРЖР. Вып.1. 1999.
10. Kirubarajan T., Bar-Shalom Y., Pattipati K.R., et.al. // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Vol. 36, №1. 2000. P. 26–45.
11. Горшков С.А., Крикливый М.В., Солонар А.С., и др. // М. Радиотехника. 2005. №10. С. 42–48.
12. Слюсарь Н.М. Эффект вторичной модуляции радиолокационных сигналов. Минск: ВА РБ, 2005.
13. Chen V., Ling H. Time-Frequency transform for radar imaging and signal analysis. Boston&London, 2002.
14. Горшков С.А., Солонар А.С. // М. Радиотехника. 2006. №6. С. 73–77.

Библиотека БГУИР

УДК 517.968.4

## АНАЛИЗ УСЛОВИЙ СУЩЕСТВОВАНИЯ РЕШЕНИЙ ЗАДАЧИ КОШИ ДЛЯ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ С ДРОБНЫМИ ПРОИЗВОДНЫМИ

Е.А. БАРКОВА

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 5 июня 2012

Дана задача Коши для дифференциальных уравнений дробных порядков с производной Капуто. Приведены новые методы исследования областей существования решений таких уравнений. На примерах проведен анализ изменения этих областей при изменении параметров правой и левой частей уравнения.

*Ключевые слова:* дифференциальные уравнения, производная Капуто, дробные порядки.

### Введение

В настоящей работе рассматриваются дифференциальные уравнения дробных порядков с производными Капуто. Различные результаты разрешимости таких уравнений приведены в работах [1,2]. Опираясь на них, в работе [3] были получены локальные теоремы существования решения  $x = x(t)$  при  $|t - t_0| \leq h$ , где  $h$  – некоторое конечное число, и нелокальные теоремы о существовании интегральных кривых, определенных на бесконечном интервале с производной Капуто порядка  $\alpha \geq 1$ . Получить аналогичные условия для дифференциальных уравнений с  $0 < \alpha < 1$  оказалось затруднительным. В данной работе приводятся некоторые рассуждения, с помощью которых можно графически находить промежутки существования решений таких уравнений. После чего на примерах показано, как меняется гарантированная область существования решения при увеличении и уменьшении параметров уравнения.

### Теоретический анализ

Рассмотрим задачу Коши

$$D^\alpha x(t) = f(t, x), \quad (1)$$

$$x(0) = r, \quad (2)$$

с дробной производной Капуто и непрерывной скалярной функцией  $f(t, x(t))$ , заданной на конечном или бесконечном интервале действительной оси и удовлетворяющей условию

$$|f(t, x)| \leq b(t)L(|x|),$$

где  $L(x)$  – монотонная функция,  $b(t) > 0$ . В работе [1] было установлено, что задача Коши (1), (2) имеет по крайней мере одно решение, определенное на интервале  $0 \leq t \leq T$ , если существует определенная на  $[0, T]$  функция  $\omega(t)$ , для которой справедливо неравенство

$$r + \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_0^t (t-s)^{\alpha-1} b(s) L(\omega(s)) ds \leq \omega(t), \quad (0 \leq t \leq T); \quad (3)$$

при этом, решение  $x(t)$  удовлетворяет условию  $|x(t)| \leq \omega(t)$  на всем промежутке  $[0; T]$ .

Перейдем от неравенства (3) при помощи замены  $s = t\sigma$  к равносильному неравенству

$$r + \frac{t^\alpha}{\Gamma(\alpha)} \int_0^1 (1 - \sigma)^{\alpha-1} b(t\sigma) L(\omega(t\sigma)) d\sigma \leq \omega(t) \quad (0 \leq t \leq T).$$

Обозначим интегральный оператор  $\frac{t^\alpha}{\Gamma(\alpha)} \int_0^1 (1 - \sigma)^{\alpha-1} b(t\sigma) L(\omega(t\sigma)) d\sigma$  через  $A(\omega(t))$ .

Тогда последнее неравенство имеет вид

$$r + A(\omega(t)) \leq \omega(t), \quad (0 \leq t \leq T). \quad (4)$$

Очевидно, что для всех значений  $t$ , для которых неравенство (4) справедливо, решение задачи Коши (1), (2) существует.

Далее на примерах покажем, как определять промежутки существования решений и рассмотрим, как они меняются при изменении параметров.

Пусть  $0 < \alpha < 1$ . В качестве первого примера рассмотрим функции  $\omega(t) = e^t$ ,  $b(t) = t$ ,  $L(u) = 1 + u^\theta$ . Для задачи Коши (1), (2) в случае  $\alpha = 1/2$  интегральный оператор  $A(\omega(t))$ , зависящий от выбираемого  $\theta$ , будет вычисляться по формуле

$$A_\theta(\omega(t)) = \frac{t^{3/2}}{\Gamma(1/2)} \int_0^1 (1 - \sigma)^{-1/2} (1 + e^{t\sigma^\theta}) d\sigma.$$

Построим графики функций  $\omega(t) = e^t$  и  $r + A_1(\omega(t)) = 1 + \frac{t^{3/2}}{\Gamma(1/2)} \int_0^1 (1 - \sigma)^{-1/2} (1 + e^{t\sigma}) d\sigma$  правой и левой частей неравенства (4) для  $r = 1$ ,  $\theta = 1$  (рис. 1).

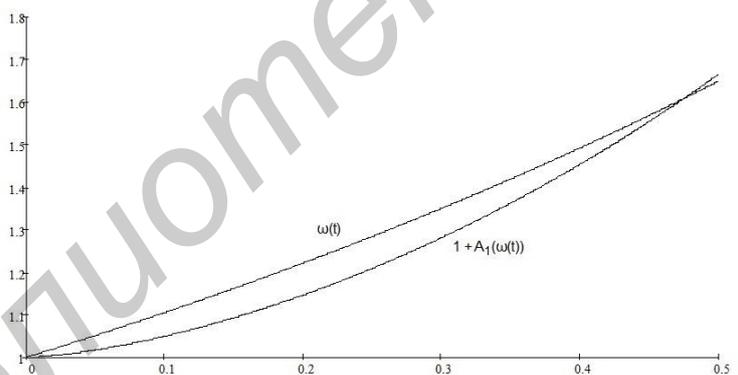


Рис.1. Графики функций

Понятно, что неравенство  $r + A_1(\omega(t)) \leq \omega(t)$  выполняется для всех  $t$ , для которых график функции  $r + A_1(\omega(t))$  расположен под графиком  $\omega(t)$ . По (рис.1) видно, что решение существует для всех  $t$  на промежутке  $[0; 0,485]$ .

Посмотрим далее, как будет зависеть область существования решения от изменения степени  $\theta$ .

По графику легко определить, что с ростом значений  $\theta$  для функции  $L(u) = 1 + u^\theta$  промежуток значений  $t$ , на котором существует решение, уменьшается.

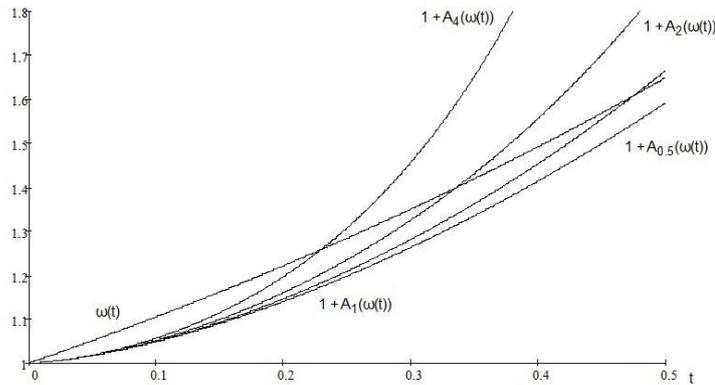


Рис. 2. Графики функций  $\omega(t) = e^t$ ,  $r + A_4(\omega(t))$ ,  $r + A_2(\omega(t))$ ,  $r + A_1(\omega(t))$ ,  $r + A_{0,5}(\omega(t))$  для соответствующих  $\theta = 4; 2; 1; 0,5$ .

В качестве второго примера рассмотрим задачу Коши

$$D^\alpha x(t) = 1 + x^2(t),$$

$$x(0) = r.$$

Покажем, как область существования решения данной задачи Коши меняется при изменении параметра  $\alpha$ . Зная, что решение при  $\alpha = 1$  определяется функцией  $x(t) = \operatorname{tg}(t + \pi/4)$ , выберем в качестве  $\omega(t)$  функцию  $\omega(t) = \frac{1}{\pi/4 - t}$ , где  $0 \leq t \leq \pi/4$ . В этом случае интегральный оператор  $A(\omega(t))$ , зависящий от выбора  $\alpha$ , для функций  $L(u) = 1 + u^2$  и  $b(t) = 1$  будет выглядеть следующим образом:

$$A_\alpha(\omega(t)) = \frac{t^\alpha}{\Gamma(\alpha)} \int_0^1 (1 - \sigma)^{\alpha-1} \left( 1 + \frac{1}{(\pi/4 - t\sigma)^2} \right) d\sigma.$$

Рассмотрим графики функций

$$\omega(t) = \frac{1}{\pi/4 - t}, \quad r + A_\alpha(\omega(t)) = 1 + t \int_0^1 \left( 1 + \frac{1}{(\pi/4 - t\sigma)^2} \right) d\sigma \quad \text{для } \alpha = 1, r = 1 \text{ (рис. 3).}$$

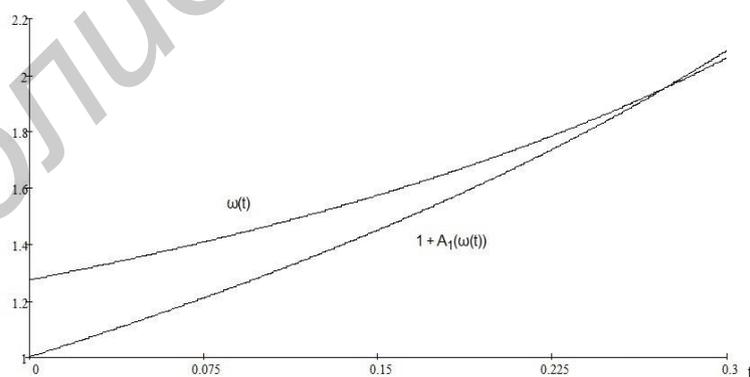


Рис. 3. Графики функций

По рисунку определяем, что для выбранного  $\omega(t)$  решение существует, по крайней мере, для всех  $t$  на интервале  $[0; 0,28]$ .

Найдем области существования решений для различных значений  $\alpha$ . Для этого рассмотрим графики функций  $\omega(t) = \frac{1}{\pi/4 - t}$ ,  $r + A_\alpha(\omega(t)) = 1 + t \int_0^1 \left( 1 + \frac{1}{(\pi/4 - t\sigma)^2} \right) d\sigma$  для  $\alpha = 1/4; 1/2; 1; 3/2$ ,  $r = 1$  (см. рис. 4).

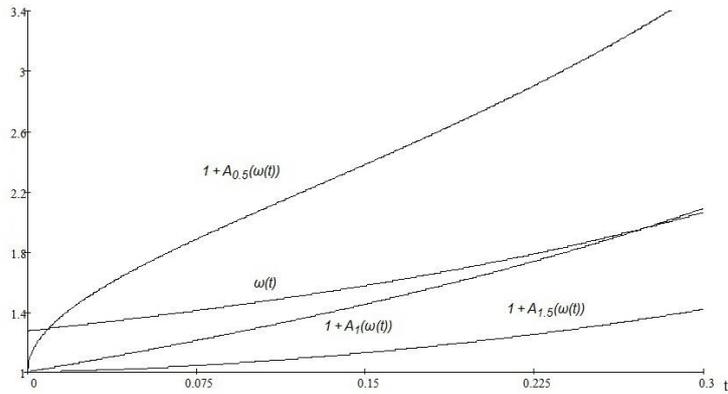


Рис. 4. Графики функций для  $\alpha = 1/4; 1/2; 1; 3/2, r = 1$

Как видим на графиках, для всех значений  $\alpha \geq 1$  решение существует для всех  $t$  на интервале  $[0; 0,28]$ . Для  $\alpha < 1$  решение существует только на очень маленьком интервале.

Приведем более грубую схему исследования условий существования решения задачи Коши (1), (2). Для монотонных функций  $\omega(t)$  можно выбрать  $\omega_0(t) = \max_{0 \leq \sigma \leq 1} \omega(t\sigma)$ . Тогда, в силу монотонности функции  $L(\omega(t))$ , левая часть неравенства (3) легко просчитывается, и найденное  $\omega(t)$  решает неравенство

$$r + \frac{b(t)L(\omega_0(t))t^\alpha}{\Gamma(\alpha + 1)} \leq \omega(t), \quad (0 \leq t \leq T) \quad (5)$$

для всех  $r < \omega(0)$ .

Ниже рассмотрены несколько простых примеров выбора функции  $\omega(t)$ , на которых видно как для произвольного  $r < \omega(0)$  каждый раз определяется промежуток значений  $[0, T]$ , на котором задача Коши (1), (2) имеет по крайней мере одно определенное решение  $x(t)$ , которое удовлетворяет условию  $|x(t)| \leq \omega(t)$  на всем промежутке  $[0, T]$ .

В первом рассмотренном примере для функций  $\omega(t) = e^t$ ,  $b(t) = t$ ,  $L(u) = 1 + u^\theta$  неравенство (5) будет выглядеть так:

$$r \leq e^t - \frac{t^{\alpha+1}}{\Gamma(\alpha + 1)}(1 + e^{t^\theta}), \quad (0 \leq t \leq T).$$

Обозначим  $B_0(\omega(t)) = \frac{t^{\alpha+1}}{\Gamma(\alpha + 1)}(1 + e^{t^\theta})$  и построим графики функций  $\omega(t) = e^t$  и

$$B_1(\omega(t)) = 1 + \frac{t^{3/2}}{\Gamma(3/2)}(1 + e^t) \quad \text{для } \alpha = 1/2, r = 1, \theta = 1.$$

По графику определяем, что для выбранного  $\omega(t) = e^t$  решение существует для всех  $t$  на интервале  $[0; 0,195]$ . Как видим, при такой грубой схеме исследования область существования решения значительно уменьшилась по сравнению с областью, полученной методом исследования, предложенным вначале.

Аналогично и для функций  $L(u) = 1 + u^\theta$  при  $\theta = 4; 2; 0,5$  (см. рис. 6) легко увидеть соответствующие промежутки существования решений и установить, что они стали меньше.

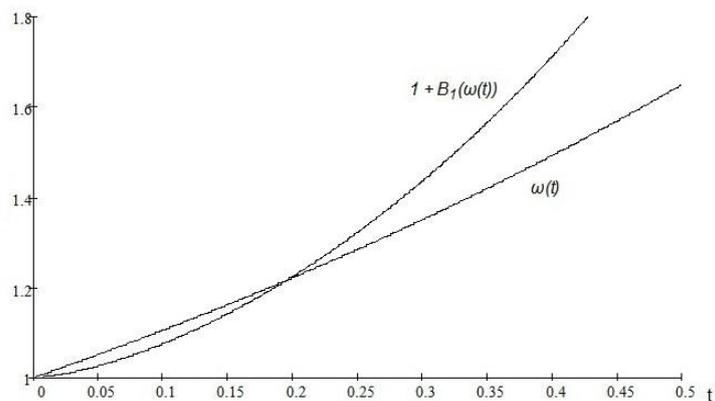


Рис. 5. Графики функций

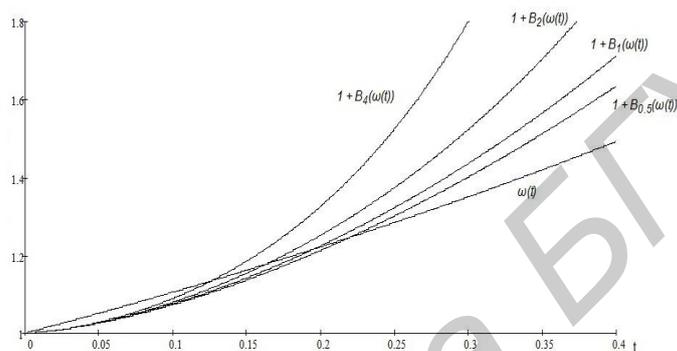


Рис. 6. Графики функций  $L(u) = 1 + u^\theta$  при  $\theta = 4; 2; 0,5$

### Заключение

Таким образом, в работе были приведены несколько схем исследования дифференциальных уравнений дробных порядков с производными Капуто и проанализированы изменения промежутков существования решений при изменении параметров уравнений для каждой из них.

## ANALYSIS OF EXISTENCE OF SOLUTIONS OF THE CAUCHY PROBLEM FOR DIFFERENTIAL EQUATIONS WITH FRACTIONAL DERIVATIVES

E.A. BARKOVA

### Abstract

The Cauchy problem for differential equations with Caputo fractional derivatives is given. New methods for studying the regions of existence of solutions of these equations are presented. Analysis of changes in these areas was done by changing the settings right and left sides of the equation.

### Список литературы

1. Kilbas A.A., Trujillo J.J. // *Applicable Analysis*. 2001. №1. P. 153–192.
2. Kilbas A.A., Rivero M., Trujillo J.J. // *Fract. Calc. Appl. Anal.* 2003. Vol 6, № 4. P. 363–399.
3. Забрэйко П.П., Баркова Е.А // Докл. Национ. академии наук Беларусі. 2010. №2. С. 1–6.

УДК 621.391.14

## ИДЕНТИФИКАЦИЯ ОШИБОК БЧХ-КОДАМИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОСНОВНЫХ И ДОПОЛНЯЮЩИХ НОРМ СИНДРОМОВ

В.К. КОНОПЕЛЬКО, З.Н. ХОАНГ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 4 октября 2012

Рассматривается сложность норменного декодирования. Приведены результаты вычислительных экспериментов норменного декодирования для БЧХ-кодов. Анализ результатов показывает, что можно использовать только часть норм для идентификации многократных ошибок. Выявлены свойства норм синдромов для БЧХ-кодов. Предлагается идентификация на основе совместного использования основных и дополняющих норм, используемых при значении первой компоненты синдрома равной нулю.

*Ключевые слова:* синдром  $S$ , норма синдрома  $N$ , основные  $N_o$ , зависимые  $N_3$ , дополняющие  $N_d$  нормы, кратность ошибок  $t$ , длина кода  $n$ , образующие вектора ошибок.

### Введение

Известно, что при коррекции многократных ошибок БЧХ-кодами с синдромным алгоритмом декодирования возникает, так называемая «проблема селектора» [1,2]. Для уменьшения сложности построения селектора, определяющего по вычисленному синдрому вектор ошибок, в [3,4] предложено норменное декодирование БЧХ-кодов. Норменное декодирование состоит из двух основных процедур: классификации ошибок, когда вводятся образующие вектора ошибок, объединяющие в множества циклические сдвиги этих векторов и вычисления норм синдромов, одинаковых для каждого множества векторов ошибок. Благодаря этому обеспечивается возможность различать (идентифицировать) вектора ошибок разной кратности.

### Основные и дополняющие нормы синдромов

При норменном декодировании БЧХ-кодов, задаваемых проверочными матрицами вида  $H = [\alpha_1^i, \alpha_2^{3i}, \alpha_3^{5i}, \alpha_4^{7i}, \dots, \alpha_t^m]^T$ ,  $m$  – нечетное, в зависимости от кратности ошибок необходимо вычислять синдромы  $S = S_1, S_2, S_3, \dots, S_t$ ,  $S_i^T = \alpha^i, \alpha^j, \alpha^z, \dots^T$ , по которым находятся нормы синдромов  $N_i$ . В табл. 1 приведены выражения для вычисления норм  $N_i$ , разбитые на два множества – основных  $N_o$  и зависимых  $N_3$  норм (в вычислении которых не участвует первая компонента  $S_1$  синдрома  $S$ ), а также суммарное число синдромов  $S_\Sigma$ , основных и зависимых норм  $N_i$ , их суммарное число  $N_\Sigma = N_o + N_3$ .

Анализ данных табл. 1 показывает, что уже при кратности ошибок  $t \geq 4$  происходит рост числа норм  $N_\Sigma$ , определяемых в основном зависимыми нормами  $N_3$ . Это приводит вновь к «проблеме селектора», но уже с декодированием норм синдромов; и следовательно, вновь необходимо использовать для построения селектора синдромы, суммарное число которых существенно меньше числа норм  $N_\Sigma$ , что позволяет уменьшить число входов и элемен-

тов в селекторе, реализуемых в быстродействующих селекторах: как правило, на СБИС, ПЛИС, элементах И, ИЛИ или ПЗУ [4].

Таблица 1. Зависимость числа синдромов  $S_i$  и норм  $N_i$  от кратности ошибок  $t$ .

Кратность ошибок $t$	Синдром $S_i$	Нормы синдромов $N$		Суммарное число синдромов $S_\Sigma$	Суммарное число основных и зависимых норм		
		Основные $N_o$	Зависимые $N_z$		$N_o$	$N_z$	$N_\Sigma$
2	$S = S_1, S_2^T = \alpha^i, \alpha^j^T$	$N_1 = j - 3i$		2	1	0	1
3	$S = S_1, S_2, S_3^T = \alpha^i, \alpha^j, \alpha^z^T$	$N_1 = j - 3i,$ $N_2 = z - 5i$	$N_2 = 3z - 5j$	3	2	1	3
4	$S = S_1, S_2, S_3, S_4^T = \alpha^i, \alpha^j, \alpha^z, \alpha^m^T$	$N_1 = j - 3i,$ $N_2 = z - 5i,$ $N_3 = m - 7i$	$N_4 = 3z - 5j$ $N_5 = 3m - 7j$ $N_6 = 5m - 7z$	4	3	3	6
5	$S = S_1, S_2, \dots, S_5^T = \alpha^i, \alpha^j, \dots, \alpha^u^T$	$N_1 = j - 3i,$ $N_2 = z - 5i,$ $N_3 = m - 7i$ $N_4 = u - 9i$	$N_5 = 3z - 5j$ $N_6 = 3m - 7i$ ... $N_{10} = 7u - 9m$	5	4	6	10
6	$S = S_1, S_2, \dots, S_6^T$	$N_1 = j - 3i,$ $N_2 = z - 5i,$ $N_3 = m - 7i,$ $N_4 = u - 9i$ $N_5 = v - 11i$	$N_6 = 3z - 5j$ $N_7 = 3m - 7j$ ... $N_{15} = 9v - 11u$	6	5	10	15
7	$S = S_1, S_2, \dots, S_7^T$	$N_1 = j - 3i,$ $N_2 = z - 5i,$ $N_3 = m - 7i,$ $N_4 = u - 9i$ $N_5 = v - 11i$ $N_6 = p - 13i$	$N_8 = 3z - 5j$ $N_9 = 3m - 7j$ $N_{10} = 3m - 7j$ ... $N_{21} = 11p - 13v$	7	6	15	21

Анализ суммарного числа норм  $N_\Sigma$  показывает, что их число избыточно для идентификации образующих векторов ошибок, так как для их идентификации требуется значительно меньшее число норм. Число этих норм определяется из суммарного количества образующих векторов ошибок. В табл. 2 приведена зависимость достаточного числа норм  $N_d$  от кратности ошибок  $t$  для кода длины  $n = 31$  с разрядностью синдрома  $r = 5$  ( $\lceil \cdot \rceil$  – округление в большую сторону) без учета норм для коррекции ошибок меньшей кратности.

Сравнение числа основных  $N_o$ , зависимых  $N_z$  и достаточных  $N_d$  норм показывает, что для идентификации образующих векторов ошибок достаточно использование основных норм  $N_o$ . Однако, как правило, при идентификации векторов ошибок кратности  $t \geq 3$  некоторые компоненты  $S_i$  синдрома  $S$  равны нулю ( $S_i = 0$ ). Поэтому некоторые основные нормы  $N_o$  не вычисляются, а оставшихся норм недостаточно для идентификации, что приводит к необходимости использовать зависимые нормы  $N_z$  наряду с основными  $N_o$ , что требует больших затрат на реализацию селектора. Ниже приведены результаты экспериментальных исследований по поиску идентификационных параметров из числа норм  $N_o$  и дополняющих норм

$N_d$  из множества  $N_3$  при значениях некоторых синдромов  $S_i = 0$ , позволяющих идентифицировать соответствующие образующие вектора ошибок.

Таблица 2. Зависимость достаточного числа норм  $N_d$  от кратности ошибок  $t$

Кратность ошибок $t$	2	3	4	5
Число образующих векторов ошибок, $L$	$\frac{n-1}{2!} = 15$	$\frac{n-1}{3!} \frac{n-2}{2!} = 145$	$\frac{n-1}{4!} \frac{n-2}{3!} \frac{n-3}{2!} = 1015$	$\frac{n-1}{5!} \frac{n-2}{4!} \frac{n-3}{3!} \frac{n-4}{2!} = 5481$
Суммарное число синдромных разрядов	10	15	20	25
Достаточное число норм с разрядностью, $N_d = \frac{\lfloor \log L \rfloor}{r}$ , $r = 5$	1	2	2	3

### Анализ норм синдромов и «хорошие» коды

Вычислительный эксперимент состоял в вычислении синдромов  $S$ , норм  $N_0$ ,  $N_3$ , выделении из норм  $N_3$  дополняющих норм  $N_d$  для всех образующих векторов ошибок кратности  $3 \leq t \leq 7$  для длины кода  $n=31$  на предмет их различия, что позволит идентифицировать эти вектора.

Анализ синдромов БЧХ-кодов, корректирующих ошибки кратности  $t=3$  показал, что имеется 145 образующих векторов (табл. 2). Эти вектора можно разделить на две группы:  $S_i \neq 0$  и  $S_i = 0$ . Для 130 векторов с  $S_i \neq 0$  в качестве идентификационных норм можно использовать множество основных норм  $\{N_1; N_2\}$ . Для 15 векторов с  $S_i = 0$ , которые можно разделить на три подгруппы по 5 векторов в каждой, достаточно применить дополняющие нормы  $N_d$  при  $S_1 = 0$ , и нормы  $N_2$  и  $N_1$  при  $S_2 = 0$   $S_3 = 0$  соответственно.

При коррекции четырехкратных ошибок число образующих векторов равно 1015. Как и в предыдущем случае, при  $S_i \neq 0$  для идентификации ошибок кратности  $t=2,3,4$  (их сумма равна  $15+130+875=1020$ ) требуется уже три основные нормы  $\{N_1; N_2; N_3\}$ , а для идентификации 140 векторов с  $S_i = 0$  (разбитых на 4 подгруппы по 35 векторов) можно использовать дополняющие нормы  $N_d = \{N_4; N_5\}$  при  $S_1 = 0$  и основные нормы  $N_d = \{N_2; N_3\}$ ,  $\{N_1; N_3\}$ ,  $\{N_1; N_2\}$ . Таким образом, из результатов эксперимента следует, что для идентификации достаточно использовать 5 норм (причем для идентификации нет необходимости одновременного их использования, а достаточно трех или двух норм) по сравнению с числом норм равным  $N_2 = 6$ , предложенным в [3, 4].

При коррекции ошибок кратности  $t=5$  число образующих векторов равно 5481. В этом случае имеются не только  $S_i \neq 0$  и  $S_i = 0$ , но множества, когда две и даже три компоненты синдрома равны нулю  $\{S_i; S_j\} = 0$ ,  $\{S_i; S_j; S_z\} = 0$ . При  $S_i \neq 0$  число образующих векторов ошибок равно 4845; при  $S_1 = S_2 = S_4 = 0$  – по 150 векторов и 151 вектор, когда  $S_3 = 0$ . Кроме того, имеется по 6 векторов для  $\{S_1; S_2\} = \{S_1; S_3\} = \{S_1; S_4\} = \{S_2; S_4\} = 0$  и 5 векторов при  $\{S_2; S_3\} = \{S_3; S_4\} = 0$ . В этих случаях для идентификации достаточно использовать соответственно множество основных и дополняющих норм  $\{N_1; N_2; N_3\}$  при  $S \neq 0$ ,  $\{N_4; N_5\}$ ,  $\{N_1; N_2\}$ ,

$\{N_1; N_3\}$  при  $S_i = 0$ , а также  $N_6, N_5, N_4, N_2, N_3, N_1$  при  $\{S_i; S_j\} = 0$ . При  $S_2 = S_3 = S_4 = 0$  имеется один вектор, который идентифицируется по состоянию синдрома  $S_i \neq 0$  и  $S_2 = S_3 = S_4 = 0$ . Это приводит к существенному уменьшению числа используемых норм для идентификации до  $1 \div 3$  вместо  $N_\Sigma = 10$  (табл.1).

Важным является и то, что при такой идентификации пятикратных ошибок достаточно использовать БЧХ-коды, задаваемые проверочной матрицей для коррекции ошибок кратности  $t=4$ , т.е.  $H = [\alpha^i, \alpha^{3i}, \alpha^{5i}, \alpha^{7i}]^T$ ; при этом в матрице  $H$  исключается подматрица с  $\alpha^{9i}$ , что приводит к «хорошему» коду  $n; r; d = 31; 11; 11$  с малой избыточностью [2].

Результаты вычислительного эксперимента для БЧХ-кодов, корректирующих ошибки кратности  $t=6; 7$  на длине  $n=31$  показывают, что для идентификации шестикратных и семикратных ошибок можно воспользоваться множеством из 4-х основных норм  $\{N_1; N_2; N_3; N_4\}$  при  $S_i \neq 0$ , а при  $S_i = 0$  – использовать наряду с основными нормами  $N_1; N_2; N_3; N_4$  три дополняющие нормы  $N_5; N_6; N_7$ . При этом в матрице  $H$  следует исключить две подматрицы с  $\alpha^{9i}$  и  $\alpha^{13i}$ , что приводит к «хорошим» кодам с параметрами  $n; r; d = 31; 6; 15$ . Следует отметить, что по сравнению с кодом максимальной длины с параметрами  $31; 5; 15$  предложенные коды имеют на один информационный символ больше. Результаты проведенных экспериментов по идентификации векторов ошибок кратности  $t=3 \div 7$  с использованием основных и дополняющих норм на длине кода  $n=31$  приведены в табл. 3–5.

Анализ данных табл. 3–5 показывает, что если отказаться от декодирования образующих векторов ошибок, для которых синдром  $S_1 = 0$  (в этом случае для идентификации ошибок используются только основные нормы  $N_o$ ), то число отказов от декодирования ошибок кратности  $t=3; 4; 5; 6; 7$  равно 3,4%, 3,4%, 3,07%, 3,06%, 3,1% соответственно. Это позволяет уменьшить сложность селектора при небольшом числе отказов от декодирования. Следует отметить, что с увеличением кратности идентифицируемых ошибок число не используемых норм растет. Например, для  $t=3$  число не используемых норм равно 770 (при задействованных 130), а для  $t=4$  – 25995 (1005). Эти не задействованные нормы можно использовать для идентификации ошибок кратности  $t > t = \frac{d_{\min} - 1}{2}$  [2,4].

Таблица 3. Зависимость числа образующих векторов ошибок и основных  $N_o$ , дополняющих  $N_d$  норм достаточных для идентификации, от кратности ошибок при одной компоненте  $S_j = 0$

Кратность $t$	Синдром $S_i$	Число образующих векторов ошибок (1)	$S_i \neq 0$	$S_1 = 0$	$S_2 = 0$	$S_3 = 0$	$S_4 = 0$	$S_5 = 0$
		Идентификационные параметры (2)						
3		(1)	130	5	5	5		
		(2)	$N_1, N_2$	$N_3$	$N_2$	$N_1$		
4		(1)	875	35	35	35	35	
		(2)	$N_1, N_2, N_3$	$N_4, N_5$	$N_2, N_3$	$N_1, N_3$	$N_1, N_2$	
5		(1)	4845	150	150	151	150	
		(2)	$N_1, N_2, N_3$	$N_4, N_5$	$N_2, N_3$	$N_1, N_3$	$N_1, N_2$	
6		(1)	20370	625	625	625	625	625
		(2)	$N_1, N_2, N_3, N_4$	$N_5, N_6, N_7$	$N_2, N_3, N_4$	$N_1, N_3, N_4$	$N_1, N_2, N_4$	$N_1, N_2, N_3$
7		(1)	72310	2345	2345	2345	2345	2345
		(2)	$N_1, N_2, N_3, N_4$	$N_5, N_6, N_7$	$N_2, N_3, N_4$	$N_1, N_3, N_4$	$N_1, N_2, N_4$	$N_1, N_2, N_3$

Таблица 4. Зависимость числа образующих векторов ошибок и основных  $N_o$ , дополняющих  $N_d$  норм достаточных для идентификации, от кратности ошибок при двух компонентах  $S_i, S_j = 0$

Кратность $t$	Синдром $S_{i,j} = 0$	Число образующих векторов ошибок (1)		$S_1 = 0$		$S_2 = 0$		$S_3 = 0$		$S_4 = 0$	
		$S_1 = 0$	$S_2 = 0$	$S_1 = 0$	$S_2 = 0$	$S_1 = 0$	$S_2 = 0$	$S_1 = 0$	$S_2 = 0$	$S_1 = 0$	$S_2 = 0$
		Идентификационные параметры (2)		$S_3 = 0$	$S_4 = 0$	$S_5 = 0$	$S_3 = 0$	$S_4 = 0$	$S_5 = 0$	$S_3 = 0$	$S_4 = 0$
5	(1)	6	6	6		5	6		5		
	(2)	$N_6$	$N_5$	$N_4$		$N_3$	$N_2$		$N_1$		
6	(1)	25	26	25	26	25	26	25	25	25	25
	(2)	$N_8, N_9$	$N_6, N_7$	$N_5, N_7$	$N_5, N_6$	$N_3, N_4$	$N_2, N_4$	$N_2, N_3$	$N_1, N_4$	$N_1, N_3$	$N_1, N_2$
7	(1)	75	75	75	75	80	75	80	80	75	80
	(2)	$N_8, N_9$	$N_6, N_7$	$N_5, N_7$	$N_5, N_6$	$N_3, N_4$	$N_2, N_4$	$N_2, N_3$	$N_1, N_4$	$N_1, N_3$	$N_1, N_2$

Таблица 5. Зависимость числа образующих векторов ошибок и основных  $N_o$ , дополняющих  $N_d$  норм достаточных для идентификации, от кратности ошибок при трех компонентах  $S_i, S_j, S_z = 0$

Кратность $t$	Синдром $S_{i,j,z} = 0$	Число образующих векторов ошибок (1)		$S_1 = 0$		$S_2 = 0$		$S_3 = 0$	
		$S_1 = 0$	$S_2 = 0$	$S_1 = 0$	$S_2 = 0$	$S_1 = 0$	$S_2 = 0$	$S_1 = 0$	$S_2 = 0$
		Идентификационные параметры (2)		$S_3 = 0$	$S_4 = 0$	$S_5 = 0$	$S_3 = 0$	$S_4 = 0$	$S_5 = 0$
5	(1)						1		
	(2)								
6	(1)		1					1	1
	(2)		$N_9$					$N_3$	$N_1$
7	(1)	5		5	5	5			
	(2)	$N_{10}$		$N_8$	$N_7$	$N_5$			

### Заключение

Проведенный анализ и вычислительный эксперимент по определению достаточного числа норм при нормальном декодировании BCH-кодов показал, что для идентификации всех образующих векторов ошибок следует все множество норм разбить на два подмножества основных и зависимых норм, вычленив из последних дополняющие к основным нормы, для которых отдельные компоненты синдрома равны нулю. Установлено, что это приводит к более чем пятикратному уменьшению числа норм, анализируемых селектором при коррекции семикратных ошибок BCH-кодами, а также к получению и «хороших» BCH-кодов с малой избыточностью.

## IDENTIFICATION OF ERRORS WITH BCH CODES USING BASICS AND COMPLEMENTARY NORMS OF SYNDROMES

V.K. KONOPELKO, D.N. HOANG

### Abstract

The complexity of the norm decoding is examined. The results of computational experiments in the norm decoding for BCH codes are presented. Analysis of the results shows that part of the norm instead the whole norm of the syndrome can be used for the identification of multiple errors patterns. Properties of norms of syndrome for BCH codes are identified. Identification based on the combined use of main and supplementary norms if the value of the first component of the syndrome is zero are proposed.

### Список литературы

1. Колесник В.Д, Мирончиков Е.Т. Декодирование циклических кодов. М.,1968.
2. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки. М., 1976.
3. Конопелько В.К., Липницкий В.А. Теория норм синдромов и перестановочное декодирование помехоустойчивых кодов. Минск, 2004.
4. Липницкий В.А., Конопелько В.К. Норменное декодирование помехоустойчивых кодов и алгебраические уравнения. Минск, 2007.

УДК 681.3

## ДЕКОДИРОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНОГО ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДА НА БАЗЕ КРИПТОГРАФИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА RIJNDAEL

Д.М. БИЛЬДЮК, С.Б. САЛОМАТИН

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 24 июля 2012

Рассматривается нелинейный помехоустойчивый код на базе алгоритма криптографического преобразования данных Rijndael. Приведены варианты реализации декодера Rijndael-кода на основе алгоритма максимального правдоподобия и алгоритмов Чейза, а также их сравнение на основе зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум. Произведена оценка пропускной способности декодеров при параллельной и последовательной реализации алгоритмов декодирования.

*Ключевые слова:* криптографическое преобразование данных, помехоустойчивое кодирование, алгоритм Rijndael, AES, границы помехоустойчивого кодирования, нелинейный код.

### Введение

Использование помехоустойчивых кодовых конструкций в криптографии дает основание для исследований нелинейных помехоустойчивых кодов на основе криптографических функций. Известны исследования помехоустойчивых свойств Rijndael-кода [1, 2]. Более того существуют работы связывающие стойкость алгоритмов шифрования против линейного криптоанализа и их расположение относительно границы Варшавова-Гильберта [3].

Криптографические алгоритмы шифрования должны быть устойчивыми против известных методов криптоанализа. Стойкость к корреляционным методам криптоанализа, непредсказуемость (за полиномиальное время) значения кодового слова, крайне низкая вероятность совпадения, а также сбалансированность кодовых слов алгоритмов криптографического преобразования информации обуславливает приемлемые дистанционные свойства нелинейных кодовых конструкций на их основе [4, 5].

Однако нелинейная структура помехоустойчивых кодов на базе криптографических преобразований ведет не только к более высокой вычислительной сложности (по сравнению с линейными структурами) оценки их параметров, но и к более сложным алгоритмам декодирования. Оценка пропускной способности, требований к памяти и корректирующей способности декодеров нелинейного помехоустойчивого кода является важной с точки зрения практического использования последних. В частности, на примере декодера максимального правдоподобия (далее ДМП) помехоустойчивого кода на основе алгоритма Rijndael (далее  $R$ -кода) можно сделать вывод о максимальной корректирующей способности, наибольшим требованиям к памяти и наименьшей пропускной способности нелинейных декодеров в целом.

### Схема формирования $R$ -кода

$R$ -кодом с параметрами  $(n, k, d_{\min})_q$ , определенным над алфавитом  $GF(q)$ , будем называть множество разрешенных кодовых слов  $\{c_i \mid i = 0, 1, \dots, q^k - 1\} \in GF(q^n)$ , с минимальным кодовым расстоянием  $d_{\min}$  в метрике Хэмминга [5]. Тогда формирование  $R$ -кода можно формализовать

звать как отображение некоторого пространства  $GF(q^k)$   $k$ -мерных векторов над полем  $GF(q)$   $\mathbf{a} = (a_0, a_1, \dots, a_{k-1})$  в другое пространство  $GF(q^n)$   $n$ -мерных  $q$ -ичных векторов  $\mathbf{c} = (c_0, c_1, \dots, c_{n-1})$ , где  $a_i, c_j \in GF(q)$  для любого  $i \in \{0, \dots, k-1\}$  и любого  $j \in \{0, \dots, n-1\}$ . Если  $n > k$ , то  $R$ -код, как код, основанный на криптографической функции, трактуется как нелинейный избыточный код, корректирующие свойства которого зависят от  $d_{\min}$ , кодовые слова  $\mathbf{c}$  которого нелинейно зависят как от входных информационных слов  $\mathbf{a}$ , так и от используемого ключа шифрования  $\mathbf{s} = (s_0, s_1, \dots, s_{m-1}) \in GF(q^m)$ . Тогда функция кодирования  $R$ -кода задается как векторная функция  $\varphi(\mathbf{a}, \mathbf{s})$ :

$$\mathbf{c} = \varphi(\mathbf{a}, \mathbf{s}): GF(q^k) \rightarrow GF(q^n). \quad (1)$$

Практическая реализация функции  $\varphi$  осуществляется на основе алгоритма кодирования линейных кодов в спектральной области [5]:

– информационный вектор  $\mathbf{a}$  преобразуется в вектор  $\mathbf{a}'$  при помощи отображения:

$$\mathbf{a}' = \psi(\mathbf{a}): GF(q^k) \rightarrow GF(q^n),$$

где  $\psi(\mathbf{a}) = \{a_0, a_1, \dots, a_{k-1}, v_0, v_1, \dots, v_{r-1}\}$ ,  $\mathbf{v} = (v_0, v_1, \dots, v_{r-1}) \in GF(q^r)$  – вектор избыточности дополняющий информационный вектор до заданной длины  $n$ , т.е.  $r = n - k$ . Вектор  $\mathbf{v}$  представляет собой фиксированную константу из  $GF(q^r)$ , которая может формироваться из нулей (как в линейных кодах), а также случайным образом – поскольку в данном случае отсутствует связь нулевых элементов с корнями полиномов на основе преобразования Фурье в поле Галуа [5]. Вектор  $\mathbf{v}$  может быть как открытым, так и секретным параметром;

– кодовый вектор  $\mathbf{c}$  формируется как отображение:

$$\mathbf{c} = \xi(\mathbf{a}', \mathbf{s}): GF(q^n) \rightarrow GF(q^n),$$

где функция  $\xi$  – криптографическое преобразование информации (зашифрование) при помощи алгоритма Rijndael, т.е.  $\varphi(\mathbf{a}, \mathbf{s}) = \xi(\psi(\mathbf{a}), \mathbf{s})$ .

Поскольку длина преобразуемых функцией  $\xi$  данных в режиме электронной кодовой книги фиксирована, то для формирования  $R$ -кодов произвольной длины  $n$  необходимо использовать режимы с обратной связью [4].

После кодирования вектор  $\mathbf{c}$  подвергается воздействию случайных преднамеренных и непреднамеренных воздействий, приводящих к искажению его символов:

$$\mathbf{y} = \varepsilon(\mathbf{c}, \mathbf{e}): GF(q^n) \rightarrow GF(q^n),$$

где  $\varepsilon(\mathbf{c}, \mathbf{e}) = \{y_i = (c_i + e_i) \bmod q \mid i = 0, \dots, n-1\}$ ,  $\mathbf{y} = (y_0, y_1, \dots, y_{n-1}) \in GF(q^n)$  – вектор искаженных символов,  $\mathbf{e} = (e_0, e_1, \dots, e_{n-1}) \in GF(q^n)$  – вектор ошибок.

Задачей декодера является восстановление искаженных символов в векторе  $\mathbf{y}$ , т.е. поиск вектора ошибок  $\mathbf{e}$ . Максимальная кратность исправляемых кодом ошибок  $t = \left\lfloor \frac{d_{\min} - 1}{2} \right\rfloor$ .

После того как искаженные символы исправлены, функция восстановления информационного вектора (т.е. функция, обратная к функции представленной в формуле 1) осуществляет обратное отображение:

$$\mathbf{a} = \varphi^{-1}(\mathbf{c}, \mathbf{s}): GF(q^n) \rightarrow GF(q^k), \quad (2)$$

где  $\varphi^{-1}(\mathbf{c}, \mathbf{s}) = \psi^{-1}(\xi^{-1}(\mathbf{c}, \mathbf{s}))$ ,  $\xi^{-1}$  – функция расшифрования алгоритма Rijndael в заданном режиме,  $\psi^{-1}$  – функция восстановления (деконкатенации) вектора  $\mathbf{a} = (a_0, a_1, \dots, a_{k-1})$  из вектора  $\mathbf{a}' = (a_0, a_1, \dots, a_{k-1}, v_0, v_1, \dots, v_{r-1})$ .

## Оценка декодера максимального правдоподобия $R$ -кода

Декодирование по принципу максимального правдоподобия относится к классу  $NP$ -полных задач и осуществляет соотнесение принятого кодового слова с ошибкой к ближайшему (в смысле метрики Хэмминга) разрешенному кодовому слову [6]. Последнее означает, что для используемого  $(n, k, d_{\min})_q$ -кода ДМП содержит в памяти  $q^k$  разрешенных кодовых слов  $C = \{c_j \mid j = 0 \dots q^k - 1\}$  либо вычисляет их динамически по мере необходимости, а при декодировании рассчитывает столько же расстояний Хэмминга с целью поиска минимального.

Кроме скорости декодирования и занимаемой памяти существует оценка используемого кода и метода декодирования, отображаемая как зависимость вероятности ошибки, приходящейся на один бит информации от отношения сигнал/шум на входе демодулятора в канале с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) [6]. Как правило, такие оценки даются для сигналов с двоичной кодовой манипуляцией по фазе (BPSK) использованием помехоустойчивого кода и без него. На рис. 1 представлена зависимость вероятности ошибки на один бит информации  $P_b$  от отношения сигнал/шум  $E_b/N_0$  в канале с АБГШ при использовании BPSK-модуляции (с частотой дискретизации  $10f_0$  ( $f_0$  – несущая частота), 12-ти разрядным квантованием и с размещением десяти периодов несущей частоты в одном бите) для некодированного BPSK,  $(31,6,7)_2$   $R$ -кода с ДМП и  $(31,6,15)_2$  БЧХ-кода с декодированием на основе алгоритма Берлекемпа-Мессе.

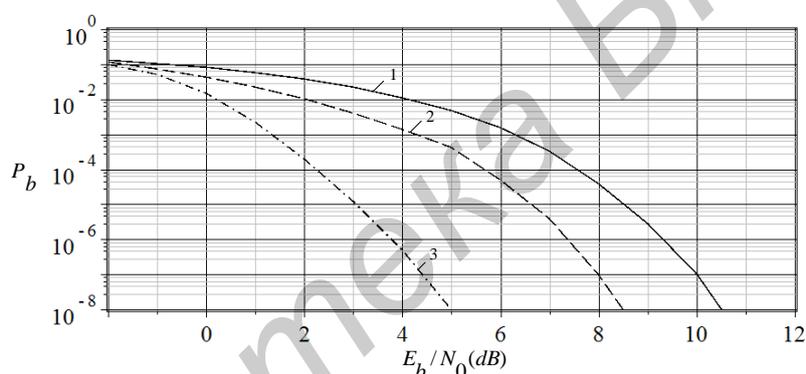


Рис. 1. Оценка характеристик кодовых конструкций в канале с АБГШ:  
1 – некодированный BPSK-сигнал; 2 –  $(31,6,7)_2$  Rijndael-код с ДМП; 3 –  $(31,6,15)_2$  БЧХ-код с декодированием на основе алгоритма Берлекемпа-Мессе

Из рисунка видно, что выигрыш  $R$ -кода с ДМП при вероятности ошибки  $P_b = 10^{-6}$  по сравнению с некодированным сигналом составляет 1 дБ, в то же время по сравнению с БЧХ-кодом при той же вероятности ошибки проигрыш составляет около 3,5 дБ. С одной стороны, проигрыш сочетается с дополнительными криптографическими свойствами помехоустойчивого  $R$ -кода, но с другой стороны свидетельствует о необходимости поиска методов увеличения минимального расстояния Хэмминга  $R$ -кода.

## Быстрое декодирование $R$ -кода

Декодирование по принципу максимального правдоподобия требует значительных затрат памяти и обладает высокой вычислительной сложностью [5, 6]. Особенно данная проблема актуальна для высокоскоростных  $R$ -кодов большой длины. Более быстрые декодеры для высокоскоростных  $R$ -кодов большой длины с меньшими затратами памяти могут быть построены на основе алгоритмов Чейза. Известны три типа алгоритмов Чейза для декодирования  $(n, k, d_{\min})_q$ -кода [6].

*Тип 1.* Проверяются все комбинации ошибок на расстоянии не более  $(d_{\min} - 1)$  от принятого слова.

Тун 2. Проверяются комбинации ошибок веса  $t = \lfloor (d_{\min} - 1) / 2 \rfloor$  и меньше, размещаемых на любых позициях за исключением  $\lfloor d_{\min} / 2 \rfloor$  наиболее надежных символов.

Тун 3. Проверяются те комбинации ошибок, для которых  $i$  ошибок размещается на  $i$  наименее надежных позициях,  $i$  нечетно,  $1 \leq i \leq d_{\min} - 1$ .

Декодеры на базе алгоритмов Чейза (далее ДЧ), в отличие от ДМП, содержат в памяти либо вычисляют не множество всех кодовых слов, а множество всех возможных ошибок по заданным критериям. Вектор ошибок считается найденным, если функция расшифрования алгоритма Rijndael преобразует текущую оценку кодового слова в вектор  $\mathbf{a}'$  заданной структуры (2). Очевидно, что требования к памяти и время декодирования в ДМП и ДЧ зависят от мощности перебираемых множеств в ДМП и ДЧ, а мощность, в свою очередь, в ДМП зависит от параметра  $k$ , в ДЧ – от  $d_{\min}$  (и  $n$  в типе 2). Тогда ДЧ не обязательно является более эффективным чем ДМП или наоборот. Кроме того, ДЧ на основе алгоритмов типа 2 (далее ДЧ2) и 3 требует наличия демодулятора с мягкими решениями для оценки надежности символов [6]. Более эффективным среди ДЧ считается ДЧ2 [6]. Для заданных параметров кода  $(n, k, d_{\min})_q$  мощность перебираемого множества в ДМП определяется мощностью самого кода –  $M_{\text{ДМП}} = q^k$ , а мощность перебираемого множества ошибок в ДЧ2 –  $M_{\text{ДЧ2}} = \sum_{i=1}^t C_{n-t+1}^i$ , как сумма

сочетаний из общей длины наименее надежных символов  $(n - \lfloor \frac{d_{\min}}{2} \rfloor = n - t + 1)$  кодового слова

по всем возможным ошибкам веса  $i$ ,  $i = 1 \dots t$ . Тогда вычислительная сложность ДЧ2, при фиксированной длине кода  $n$ , с ростом длины информационного вектора  $k$  растет за счет увеличения общей длины наименее надежных символов и одновременно убывает из-за уменьшения максимального веса исправляемых ошибок  $t$ . На рис. 2 представлены зависимости мощности перебираемых множеств  $R$ -кода от длины информационного вектора  $k$  при фиксированном  $n = 34$  для ДМП и ДЧ2.

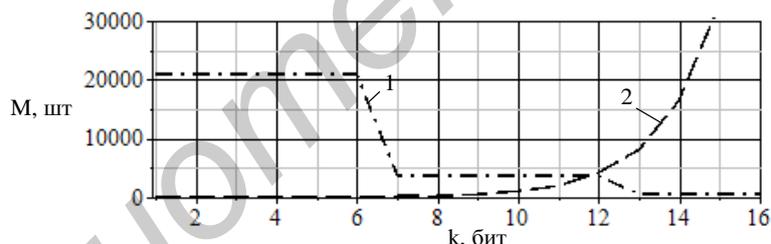


Рис. 2. Зависимость мощности перебираемых множеств  $R$ -кода от длины информационного вектора  $k$  при фиксированном  $n = 34$  для ДМП и ДЧ2:

1 – мощность перебираемого множества для ДЧ2; 2 – мощность перебираемого множества для ДМП

Из рисунка видно, что ДМП более эффективен для низкоскоростных кодов, а для высокоскоростных кодов – ДЧ2. Граница эффективности для случая представленного на рис. 2 лежит в районе  $k = 12$ , т.е. при скорости  $R$ -кода  $k / n = 0,353$ . Указанная граница с ростом фиксированного  $n$  растет в смысле параметра  $k$ , при этом скорость кода на границе стремится к  $k / n = 0,38$  (см. рис. 3).

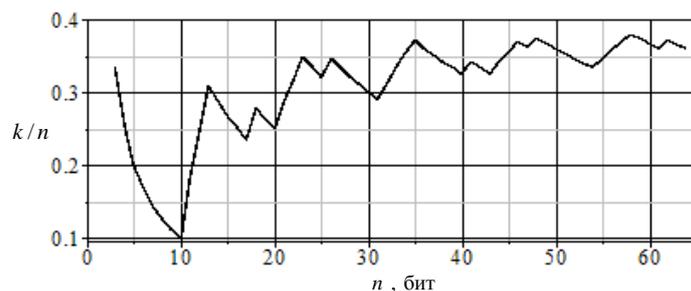


Рис. 3. Зависимость границы эффективности от длины фиксированного  $n$

Однако оценка дистанционных свойств высокоскоростного  $R$ -кода, особенно при больших  $n$ , для современной вычислительной техники может представлять собой вычислительно сложную задачу, неразрешимую за разумное время. Тогда корректирующие свойства можно оценить, исходя из вероятности ошибки на информационный бит в зависимости от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ (рис. 1), ограничившись некоторой приемлемой мощностью множества возможных ошибок, начиная перебор наиболее вероятных ошибок, располагающихся на наименее надежных позициях. При такой реализации алгоритмы Чейза типа 2 и 3 заменяются одним модифицированным алгоритмом. Более того, скорость обработки кодовых слов в декодере на основе модифицированного алгоритма (далее ДЧМ) может быть выше чем в ДМП при равных мощностях  $M_{\text{ДМП}}$  и  $M_{\text{ДЧМ}}$ , поскольку декодирование в ДЧМ может закончиться раньше, чем алгоритм декодирования переберет все возможные значения ошибок (в ДМП перебор всех кодовых слов обязателен).

На рис. 4 представлена оценка корректирующей способности высокоскоростного  $R$ -кода  $(127,106)_2$  на основе зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ при использовании ДЧМ с ограниченной мощностью  $M'_{\text{ДЧМ}} = 2^{20}$  (условия те же, что и при формировании зависимости на рис.1), а также  $(127,106,7)_2$  БЧХ-кода с декодированием на основе алгоритма Берлекемпа-Мессис.

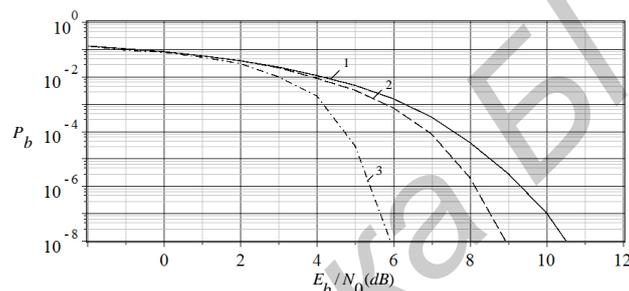


Рис. 4. Оценка корректирующей способности высокоскоростного  $(127,106)_2$   $R$ -кода:  
1 – некодированный BPSK-сигнал; 2 –  $(127,106)_2$   $R$ -код с ДЧМ; 3 –  $(127,106,7)_2$  БЧХ-код с декодированием на основе алгоритма Берлекемпа-Мессис

Оценка, представленная на рис. 4, показывает, что высокоскоростные  $R$ -коды также обладают помехоустойчивыми свойствами (при вероятности ошибки  $P_b = 10^{-6}$  выигрыш по сравнению с некодированным сигналом составляет 1 дБ, в то же время по сравнению с БЧХ-кодом при той же вероятности ошибки проигрыш составляет около 2,8 дБ), а ДЧМ делает возможным коррекцию ошибок при их использовании. Также следует заметить, что вероятность ошибки при низких отношениях сигнал/шум может зависеть от ограниченной мощности  $M'_{\text{ДЧМ}}$ , поскольку вероятность возникновения ошибок (в том числе и большой кратности) при этом будет достаточно высокой, что приведет к повышению необходимой для корректировки мощности  $M_{\text{ДЧМ}} > M'_{\text{ДЧМ}}$ . На рис. 5 представлена зависимость времени выполнения операции декодирования кодового слова для низкоскоростного  $(127,14,33)_2$   $R$ -кода (ДМП) и высокоскоростного  $(127,106)_2$   $R$ -кода (ДЧМ) при фиксированной мощности  $M'_{\text{ДЧМ}} = 2^{14}$  от отношения сигнал/шум (условия те же, что и при формировании зависимости на рис. 1).

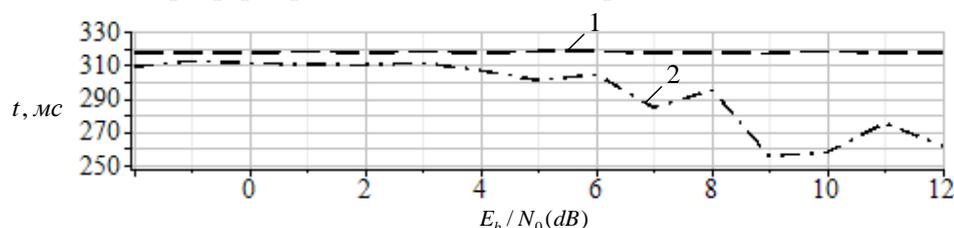


Рис. 5. Зависимость времени выполнения декодирования высокоскоростного и низкоскоростного  $R$ -кодов от отношения сигнал/шум:  
1 – декодирование с ДМП; 2 – декодирование с ДЧМ

## Выводы

Полученные результаты показывают, что криптографические функции типа Rijndael могут быть использованы в качестве нелинейных помехоустойчивых кодовых конструкций. Более того, существуют методы декодирования таких конструкций. Для декодирования низкоскоростных  $R$ -кодов более эффективным является ДМП, а для низкоскоростных – ДЧ2. Рассмотренные  $R$ -коды обладают меньшей корректирующей способностью, чем коды БЧХ, однако имеют дополнительные криптографические свойства. Также перспективным является поиск методов повышения дистанционных свойств  $R$ -кода.

## DECODING OF THE NONLINEAR ERROR CONTROL CODE ON THE BASIS OF CRYPTOGRAPHIC ALGORITHM OF RIJNDAEL

D.M. BILDZIUK, S.B. SALOMATIN

### Abstract

The nonlinear error control code on the basis of cryptographic transformation of data through Rijndael algorithm is considered. Correction properties and fast decoding algorithms of a Rijndael-code are compare.

### Список литературы

1. *Elumalai R., Reddy A.R.* // International Journal of Scientific Research. 2011. Vol. 2, Issue 3.
2. Specification for the ADVANCED ENCRYPTION STANDARD (AES), Federal Information Processing Standards Publication 197, November 26, 2001.
3. *Matsui M.* //The first experimental cryptanalysis of the Data Encryption Standard, CRYPTO 94 (Springer LNCS 839) 1-11.
4. *Фомичев В.М.* Дискретная математика и криптология. Курс лекций. М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2003.
5. *MacWilliams F.J., Sloane N.J.A.* The Theory of Error- Correcting Codes. North-Holland, 1977.
6. *Морелос-Сарагоса Р.* Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. М., 2005.

УДК 621.382.621.395

## ВЛИЯНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ НА ВСТРЕЧНЫЙ КАНАЛ ПРИЕМА В ПАССИВНЫХ ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ, ВЫЗВАННЫХ ВЫНУЖДЕННЫМ РАССЕЯНИЕМ МАНДЕЛЬШТАМА–БРИЛЛЮЭНА

В.Ю. БУНАС, Д.В. ГЛУЩЕНКО, В.Н. УРЯДОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 23 мая 2012

Произведен анализ нелинейных искажений в пассивных оптических сетях (PON), вызванных вынужденным рассеянием Манделъштама-Бриллюэна. Показано, что начиная с некоторой мощности накачки отношение сигнал/шум на входе приемника встречного направления резко уменьшается, что ведет к повышению вероятности ошибки.

*Ключевые слова:* рассеяние света Манделъштама-Бриллюэна, пассивная оптическая сеть.

### Введение

В настоящее время ведутся активные исследования по совершенствованию существующих оптических сетей доступа. Технологии пассивных оптических сетей (PON) предлагают обеспечить до 64...128 абонентов в пересчете на одно волокно интерактивными широкополосными услугами передачи данных с общей пропускной способностью линии связи до 2,5...10 Гбит/с. Следует отметить, что потенциал таких сетей далеко еще не исчерпан. Как показывают расчеты, увеличение числа абонентов и скорости передачи в сетях PON возможно с повышением уровня вводимой мощности и применением полососберегающих видов модуляции. Причем, как на уровень вводимой мощности, так и на многопозиционные виды модуляции накладываются ограничения, связанные с нелинейными искажениями света в оптическом волокне. Наименьшим порогом чувствительности оптического волокна к появлению нелинейных искажений обладает эффект вынужденного рассеяния Манделъштама-Бриллюэна (ВРМБ) [1]. В общем случае для пассивной системы передачи эффект ВРМБ приводит к снижению отношения сигнал/шум (ОСШ) на приемной стороне и, как следствие – повышению вероятности ошибки.

### Теоретический анализ

Классическая архитектура сети PON с временным разделением каналов предполагает дуплексный режим работы в одном волокне [2], [3]. В этом случае нисходящий поток от распределительного центра на длине волны 1550 нм вводится в абонентскую распределительную сеть и с помощью пассивного делителя мощности (сплиттера), расщепляется и доводится до абонентских терминалов (рис. 1). В свою очередь абонентские терминалы в порядке очереди осуществляют обратную передачу данных на длине волны 1310 нм.

Альтернативные варианты повышения пропускной и нагрузочной способностей линии связи в сетях PON связаны с применением техники волнового уплотнения каналов, где каждому абоненту отводится отдельная пара длин волн для приема и передачи [4]. Дальнейшим увеличением эффективности является предложенная в [5, 6] передача встречных сигналов (к абоненту и от абонента на одной длине волны), однако в подобных системах возможно влияние встречных каналов вследствие перехода сигналов (частично или полностью) из-за нелинейных

явлений, вызванных эффектом ВРМБ. В этом случае при достижении некоторого критического значения  $P_{TH}$  происходит существенное рассеяние света на акустических фонах среды, которое может попасть в основной канал приема [1].

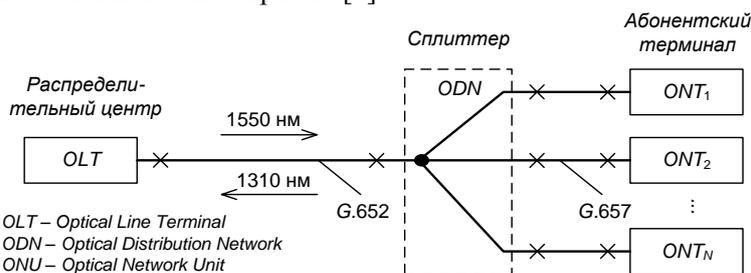


Рис. 1. Схема дуплексной сети PON с временным разделением каналов

Целью данной работы является оценка влияния ВРМБ на помехоустойчивость встречных цифровых потоков (600, 1200, 2400, 4800 Мбит/с). Особенно это опасно для абонентского цифрового потока, поскольку протяженность магистрального участка сети намного больше абонентского.

Для типичных волокон G.652 и G.657, применяемых в PON (рис. 1), критическая мощность  $P_{TH}$  может быть оценена по формуле:

$$P_{TH} = 21 \frac{KA_{eff}}{g_B L_{eff}} \frac{\Delta\nu_p + \Delta\nu_B}{\Delta\nu_B}, \quad (1)$$

где  $g_B$  – коэффициент усиления Бриллюэна, м/Вт;  $K$  – постоянная состояния поляризации, [7];  $A_{eff}$  – эффективная площадь поперечного сечения жилы волокна,  $m^2$ ;  $\Delta\nu_p$  – полоса накачки источника излучения, Гц;  $\Delta\nu_B$  – ширина спектральной линии Бриллюэна, Гц;  $L_{eff}$  – эффективная длина волокна, которая определяется

$$L_{eff} = \frac{1 - \exp(-\alpha L)}{\alpha}, \quad (2)$$

где  $\alpha$  – коэффициент затухания волокна,  $m^{-1}$ ;  $L$  – длина волокна, м. Типичные параметры приведенных выражений даны в таблице [1,8].

Таблица 1. Типовые параметры одномодового оптического волокна

Параметр	Значение
Коэффициент усиления Бриллюэна, $g_B$	$4 \cdot 10^{-11}$ м/Вт
Эффективная площадь поперечного сечения жилы волокна, $A_{eff}$	$5 \cdot 10^{-11}$ $m^2$
Ширина спектра Бриллюэна, $\Delta\nu_B$	31,2 МГц
Температура, $T$	300 К
Смещение частоты Бриллюэна, $\nu_B$	
– на длине волны 1,31 мкм	13,194 ГГц
– на длине волны 1,55 мкм	11,151 ГГц
Коэффициент затухания волокна, $\alpha$	$5 \cdot 10^{-5}$ $m^{-1}$

Процесс ВРМБ протекает с возникновением стоксовой волны  $P_{ST}$ , распространяющейся в противоположном направлении накачки  $P_{OLT}$  (рис. 2). Это связано с тем, что при накачке выше некоторого порогового уровня  $P_{TH}$  мощность излучения генерирует в волокне акустическую волну, приводящую к периодической модуляции показателя преломления волокна (см. рис. 2, а). Часть энергии распространяющегося в прямом направлении сигнала с частотой  $\nu_p$

рассеивается на волнах показателя преломления назад со сдвигом частоты  $\nu_B$  (см. рис. 2, б). Эта вторая волна называется волной Стокса с мощностью  $P_{ST}$  [1].

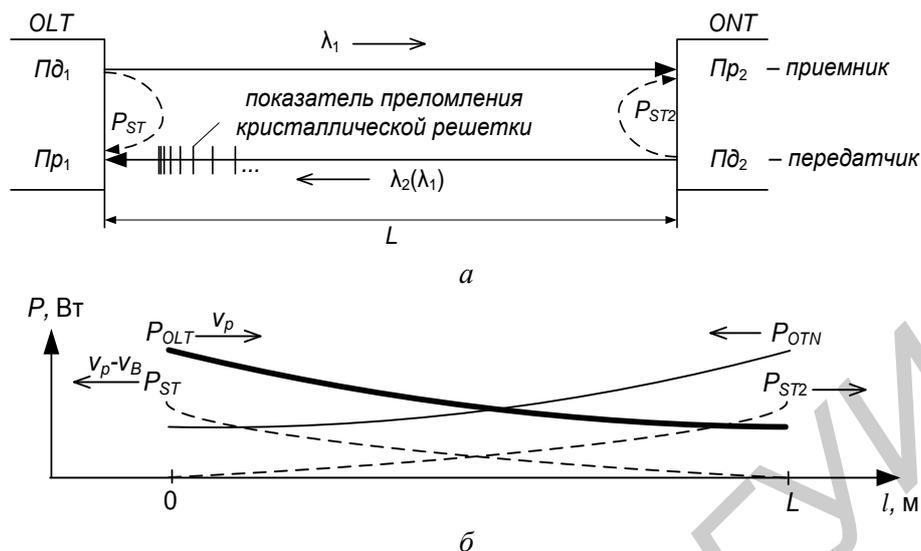


Рис. 2. Система передачи сети PON (а) и диаграмма, поясняющая процесс рассеяния света вследствие эффекта ВРМБ (б)

Для того чтобы оценить влияние нелинейных искажений ВРМБ в PON, необходимо рассчитать мощность стоксовой компоненты  $P_{ST}$ , определить как она влияет на распространение и взаимодействие сигналов и как участвует в процессе фотодетектирования на приемной стороне.

Сети PON относятся к дуплексным двунаправленным системам передачи с разносом приема и передачи по длине волны на стороне OLT (рис. 2, а), при этом в канале связи будут присутствовать две стоксовые компоненты, по одной в каждом из направлений (рис. 2). Если осуществляются одновременные передача и прием, то фактически стоксовые сигналы получаются в результате взаимодействия сигнала накачки с одной стороны и встречного сигнала приема с другой. Вместе с тем, на начальном этапе важно оценить возникновение стоксовой компоненты без учета влияния встречного сигнала.

Для этого в работе при определении зависимости  $P_{ST}$  от мощности накачки  $P_{OLT}$  был использован подход [8] в предположении, что сигнал  $P_{OLT}$  представлен в коде NRZ (без возврата к нулю) с гауссовской аппроксимацией линейных импульсов, для которого появление логических нулей и единиц равновероятно и статистически независимо. Тогда стоксовая мощность  $P_{ST}$  получается в результате свертки профиля усиления Бриллюэна (3) и накачки (4):

$$g(\nu) = g_B \exp\left(-4 \ln 2 \frac{(\nu - \nu_B)^2}{\Delta\nu_B^2}\right), \quad (3)$$

$$P_{OLT}(\nu) = \frac{P_0}{\tau \sqrt{2\pi} \Delta\nu_p} \exp\left(-\frac{(\nu - \nu_p)^2}{2 \Delta\nu_p^2}\right), \quad (4)$$

где  $P_0$  – пиковая мощность, Вт;  $\tau$  – условная длительность импульса, с.

Для накачки, представленной последовательностью гауссовых импульсов (4), полная стоксовая мощность определяется выражением (5) при условии, что сигнал накачки распространяется по волокну длиной  $L$  согласно закону Бугера-Ламберта, т.е. с затуханием  $P_{OLT}(\nu, L) = P_{OLT}(\nu) \cdot e^{-\alpha L}$ .

$$P_{ST}(P_{OLT}) = \frac{2k_B T \nu_p \sqrt{\pi}}{\nu_B} \sqrt{2 \Delta\nu_p^2 + \frac{\Delta\nu_B^2}{4 \ln 2}} \cdot \frac{\exp(G_b(P_{OLT}))}{\sqrt{G_b(P_{OLT})}} \cdot \left[ -\alpha L_{eff} \left( -G_b(P_{OLT}) \right) \right]^{-1} \quad (5)$$

где  $k_B$  – постоянная Больцмана;  $T$  – температура, К;  $\nu_p$  – центральная частота несущей сигнала, Гц;  $\nu_B$  – смещение частоты Бриллюэна (частота акустических фононов), Гц;  $G_b(X)$  – функция усиления ВРМБ при полной мощности накачки  $X$ , определяется по формуле:

$$G_b(X) = \frac{g_B X L_{eff}}{A_{eff} \sqrt{8 \ln 2 \cdot \left( \frac{\nu_p}{\nu_B} \right)^2 + 1}} \quad (6)$$

На рис. 3 приведены примеры численного расчета выражения (5) при различных скоростях следования гауссовых импульсов (600, 1200, 2400, 4800 Мбит/с) на расстоянии 20 км между OLT и ODN, а также рассчитаны по (1) пороговые мощности накачки  $P_{OLT} = P_{TH}$ .

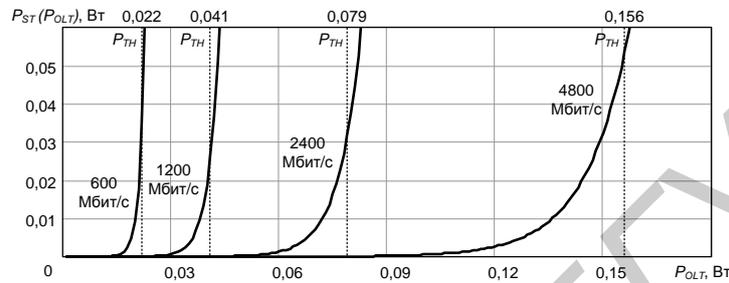


Рис. 3. Зависимости полной стоксовой мощности от накачки

Как показывают расчеты, в среднем удвоение скорости передачи приводит к увеличению порога вводимой мощности на 3 дБ, при этом, если достигается определенный порог  $P_{TH}$ , то, в зависимости от скорости цифрового потока, в спектре сигналов будут присутствовать боковые стоксовые составляющие на частоте  $\nu_p - \nu_B$  с уровнем мощности, превышающей релейское рассеяние [1]. Дальнейшее увеличение вводимой мощности ведет к еще большему усилению стоксовой волны. Графики, представленные на рис. 4, наглядно поясняют динамику данного процесса, где первый ряд зависимостей дан для случая предпороговой накачки, а второй ряд – с послепороговой накачкой.

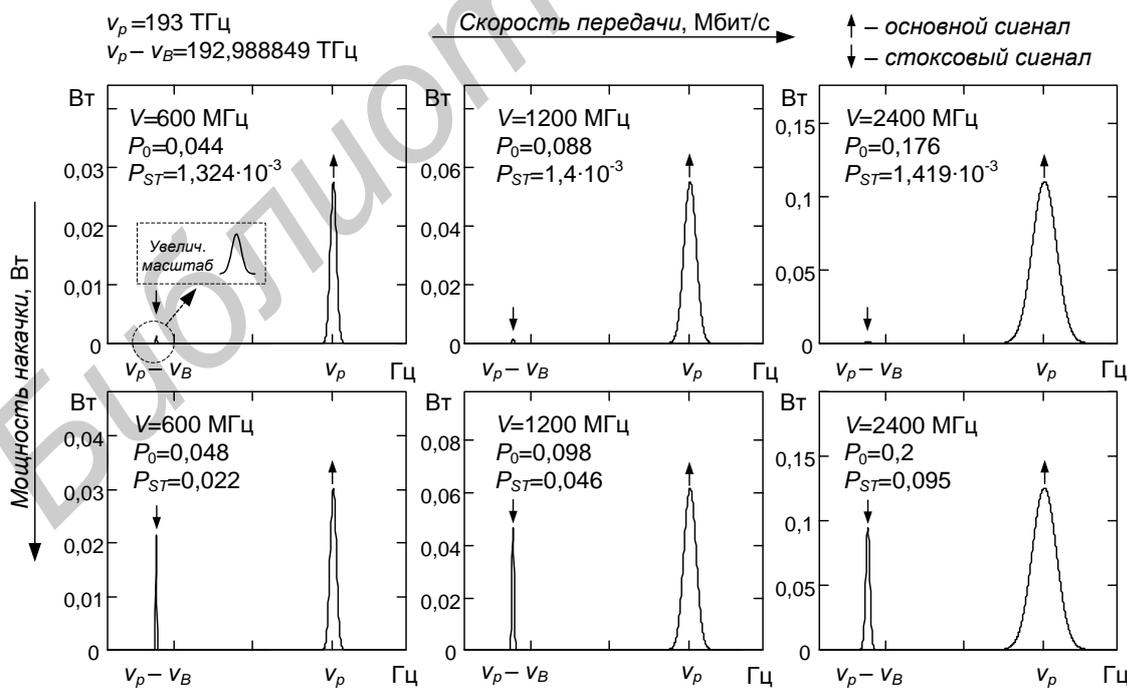


Рис. 4. Спектральные плотности сигналов накачки и стоксовых компонент при различных скоростях передачи

Из рис. 4 видно, что при накачке вблизи пороговых величин  $P_{TH}$ , мощность стоксовых компонент незначительна по сравнению с основным сигналом, и, вместе с тем, быстрее возрастает для низкоскоростных потоков при дальнейшем увеличении мощности накачки. Причиной тому является более высокая крутизна роста зависимости стоксовой мощности от накачки (рис. 3).

На преобразование энергии накачки в стоксовую волну влияет не только сама накачка, но также протяженность эффективной длины линии связи. Формула (5) позволяет также оценить зависимость  $P_{ST}$  от  $L_{eff}$ , рис. 5.

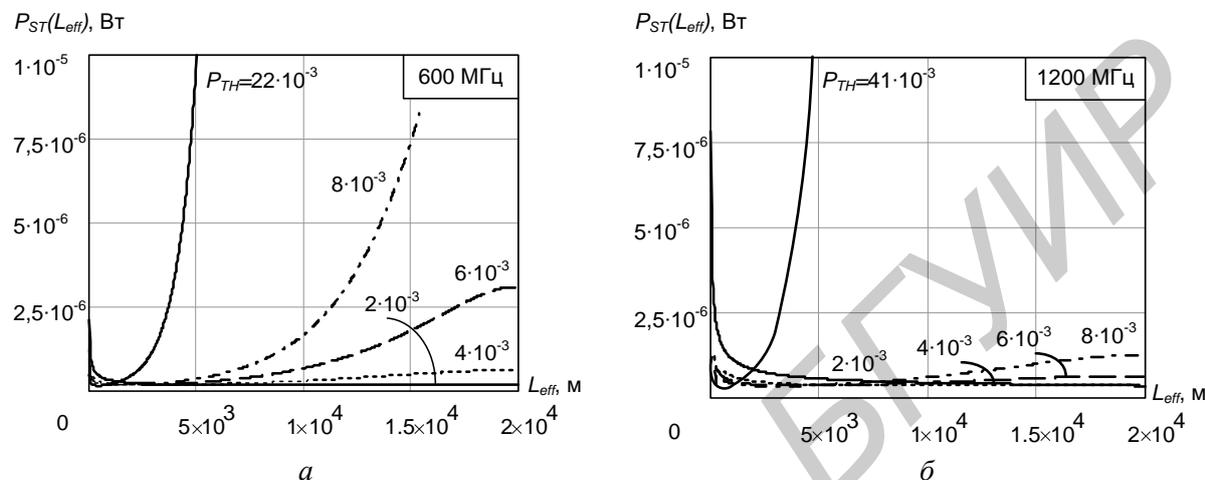


Рис. 5. Графики зависимостей полной стоксовой мощности от эффективной длины волокна при скоростях передачи 600 Мбит/с (а) и 1200 Мбит/с (б)

Одним из основных параметров приемных устройств является чувствительность приемников. В оптических системах передачи применяются два типа приемников:  $p-i-n$  и лавинный фотодетектор (ЛФД).  $P-i-n$  фотоприемник характеризуется простой конструкцией исполнения и меньшей стоимостью. Его чувствительность определяется [9]:

$$\bar{P}_{p-i-n} = \frac{Q_{ош} hc}{\eta q \lambda_p} \sqrt{\bar{i}_{ш}^2 + \left( \frac{\eta q \lambda_p}{hc} P_{ST}(P_{OLT}) \right)^2}, \quad (7)$$

где  $Q_{ош}$  – параметр, характеризующий вероятность ошибки (в нашем случае  $Q_{ош} = 6,3$  что соответствует вероятности ошибки  $10^{-10}$ ;  $h$  – постоянная Планка;  $c$  – скорость света;  $\eta$  – квантовая эффективность – величина, показывающая эффективность преобразования фотон-электрон равная для современных фотоприемников  $\eta = 0,75-0,9$ ;  $q$  – заряд электрона;  $\lambda_p$  – длина волны оптического излучения;  $P_{ST}(P_{OLT})$  – полная мощность стоксовой компоненты, определена (5);  $\sqrt{\bar{i}_{ш}^2}$  – среднеквадратичное значение шумового тока приемного модуля, зависит от типа фотоприемника излучения ( $p-i-n$ , ЛФД) и условий приема ( $\eta = 0,8$ ;  $T = 300$  К;  $\lambda_p = 1,55$  мкм).

Для сравнения работы ЛФД фотоприемника с  $p-i-n$  будем использовать те же параметры чувствительности [9]:

$$\bar{P}_{ЛФД} = \frac{Q_{ош} hc}{\eta q \lambda_p} \sqrt{\left( \frac{\sqrt{\bar{i}_{ш}^2}}{M} + q Q_{ош} F \cdot In_1 \cdot B \right)^2 + \left( \frac{\eta q \lambda_p}{hc} P_{ST}(P_{OLT}) \right)^2}, \quad (8)$$

где  $M$  – коэффициент лавинного умножения;  $F$  – шум-фактор умножения;  $In_1$  – интеграл Персона;  $B$  – скорость цифрового потока [9].

Ниже приведены типовые значения чувствительности  $p-i-n$  и ЛФД фотоприемников в зависимости от скорости передачи. Значения получены по (7) и (8) при мощности накачки  $P_{OLT} = 1$  мВт.

Таблица 2. Параметры чувствительности приемников *p-i-n* и ЛФД

Чувствительность приемника, дБм	Скорость передачи, Мбит/с			
	600	1200	2400	4800
<i>p-i-n</i>	-28,73	-23,42	-17,05	-10,11
ЛФД	-28,72	-23,41	-17,04	-10,11

Как видно из табл. 2, значения чувствительности для *p-i-n* и ЛФД фотоприемников практически одинаковы, следовательно, нет необходимости отдавать предпочтение определенному типу приемника при учете эффекта ВРМБ, поскольку на величину чувствительности в обоих случаях будет одинаково влиять стоксовая составляющая  $P_{ST}(P_{OLT})$ , которая преобладает над другими видами шумов при мощностях накачки выше 1 мВт, стандартных для сетей PON.

Для сетей PON, работающих на коротких дистанциях (до 20 км), в общем случае эффект ВРМБ приводит к снижению ОСШ вследствие существенного возрастания стоксовой волны  $P_{ST}$ , которая помимо основного сигнала попадает в канал приема приемника встречного направления. Оценим влияние  $P_{ST}$  на ОСШ в канале приема OLT в предположении затухания встречного сигнала  $P_{OTN}$  [10]:

$$OS_{OLT} = \frac{\left(\frac{\eta q \lambda_p}{hc}\right) P_{OTN} \cdot 10^{\frac{-\alpha L + N_n \alpha_n + N_p \alpha_p + \alpha_{ij}}{10}}}{\sqrt{i_{ш}^2 + \left(\frac{\eta q \lambda_p}{hc}\right)^2 P_{ST}(P_{OLT})^2}}, \quad (9)$$

где  $P_{OTN}$  – полная мощность излучения, вводимая в волокно на стороне абонентского терминала OTN;  $N_n, N_p$  – число неразъемных и разъемных соединителей, соответственно;  $\alpha_n, \alpha_p$  – затухание в неразъемных и разъемных соединителях, соответственно;  $\alpha_{ij}$  – затухание оптической мощности при передаче из порта  $i$  в порт  $j$  сплиттера или WDM мультиплексора.

Предельный случай оценки ОСШ в PON может быть получен по уровню чувствительности фотоприемника (*p-i-n*, ЛФД). Как показано в работе [9], чувствительность оптического приемника начинает падать с увеличением скорости передачи, а, следовательно, для обеспечения заданной вероятности ошибки следует повышать уровень сигнала на входе приемника. Так для обеспечения заданной вероятности ошибки  $10^{-10}$  требуется ОСШ не меньше 16 дБ. С учетом помехи, которая вызвана стоксовой волной, реальная величина ОСШ может меняться.

На рис. 6 представлены результаты расчетов ОСШ в зависимости от мощности накачки при различных скоростях цифровых потоков для приемников *p-i-n* и ЛФД. Максимальные уровни ОСШ соответствуют вероятности ошибки  $10^{-10}$ . Указанные зависимости получены по (9) и из значений табл. 2. В частности, на рис. 6 показано, что эффект ВРМБ носит пороговый характер возникновения, т.е. начиная с некоторого уровня вводимой мощности происходит существенное усиление стоксовой волны, которая попадает в канал приема, а соответственно это ведет к ухудшению ОСШ. Например, для цифрового потока 2400 Мбит/с порог составил 10 дБм (рис. 6). При этом низкоскоростные цифровые потоки обладают относительно меньшим допустимым диапазоном вводимой мощности, чем цифровые потоки с большей скоростью следования линейных импульсов, а, следовательно, для высокоскоростных цифровых потоков существенных ограничений по ВРМБ нет или они незначительны.

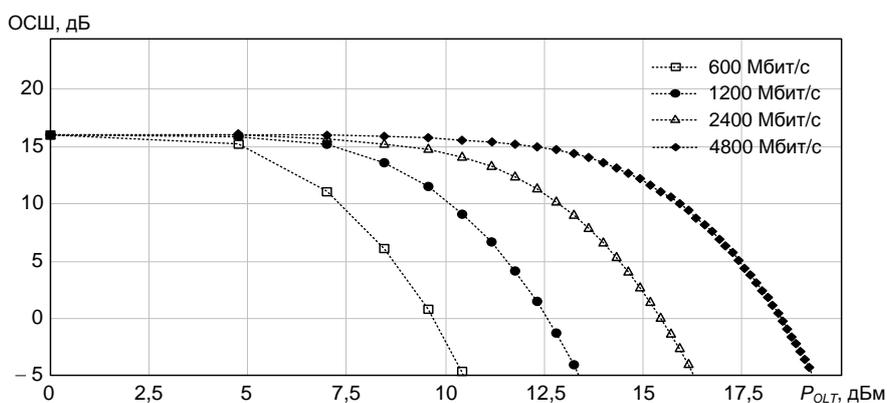


Рис. 6. Графики зависимостей ОСШ от мощности накачки для фотоприемников  $p-i-n$  и ЛФД

### Заключение

Таким образом, при обосновании бюджета мощности в дуплексных системах связи следует учитывать ограничения по уровню вводимых сигналов, поскольку превышение указанных порогов  $P_{TH}$  приводит к увеличению рассеяния сигнала в сторону центрального узла сети PON, что, в конечном счете, приводит как к деградации качества передатчика, так и ухудшению ОСШ приемника. Применение оптических фильтров, установленных на центральном узле, может частично решить эту проблему, однако к ним предъявляются очень высокие требования из-за малого сдвига частоты Бриллюэна  $\nu_B$ .

## IMPACT OF STIMULATED MANDEL'SHTAM-BRILLOUIN SCATTERING ON THE RECEIVE CHANNEL IN PASSIVE OPTICAL SYSTEMS

V.Y. BUNAS, D.V. GLUSHCHENKO, V.N. URYADOV

### Abstract

An analysis of nonlinear distortion in passive optical networks (PON), due to stimulated Mandel'shtam – Brillouin scattering is performed. It is shown that starting with a pump power of the signal / noise ratio at the input of the receiver opposite direction decreases sharply, which leads to increased likelihood of errors.

### Список литературы

1. Agrawal G.P. Nonlinear Fiber Optics. New York, 2001.
2. Рекомендации ITU-T G.984.3 (03/2008) Gigabit-capable Passive Optical Networks (G-PON): Transmission convergence layer specification // Международный Союз Электросвязи. Женева, 2009.
3. Рекомендации ITU-T G.983.1 (01/2005) Оптические системы широкополосного доступа, базирующиеся на пассивной оптической сети (PON) // Международный Союз Электросвязи. Женева, 2005.
4. Vanerjee A. // J. Optical Networking. 2005. Vol. 21, №11. P. 737–758.
5. Урядов В.Н., Глуценко Д.В. // Тез. докл. между. науч.-техн. конф., посв. 45-лет. БГУИР. Минск, 2009. С. 19
6. Урядов В.Н., Глуценко Д.В. // Тез. докл. междунар. науч.-техн. конф. посв. 45-лет. БГУИР. Минск, 2009. С. 20.
7. Van Deventer M.O., Boot A.J. // J. Lightwave Technol. 1994. Vol. 12, № 4. P. 585–590.
8. Гольшиев В.Ю., Жуков Е.А., Самарцев И.Э. и др. // Журн. техн. физики. Т. 74, № 7. 2004. С. 66–69.
9. Урядов В.Н., Стункус Ю.Б. // Весті БДПУ. 2006. № 4. С. 5–7.
10. Урядов В.Н., Глуценко Д.В. // Вестник связи. 2011. № 2(106). С. 43–46.

УДК 621.396.6:621.391.827

## МЕТОДИКА РАСЧЕТА УГЛОВ ОРИЕНТАЦИИ АНТЕНН ПЕРЕДАТЧИКА И ПРИЕМНИКА ПОМЕХИ ПРИ АНАЛИЗЕ ЭМС РЭС

О.И. КОРОЛЬКОВА, В.М. КОЗЕЛ, К.Л. ГОРБАЧЕВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П.Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 18 июня 2012

Изложена методика расчета углов ориентации антенны передатчика и приемника помехи, а также расчета истинного разностного угла, получена зависимость ошибки вычисления значений разностного угла при использовании приближенной формулы расчета.

*Ключевые слова:* азимут, угол места, профиль трассы, разностный угол.

### Введение

В настоящее время, когда разрабатывается и вводится в эксплуатацию все больше радиоэлектронных средств, достаточно остро стоит проблема нехватки частотного ресурса. Исходя из этого, возникает задача обеспечения электромагнитной совместимости нескольких систем, работающих в совмещенной полосе частот. Важной составляющей этой задачи является прогнозирование возможных помех между этими системами. Приведенная ниже методика расчета играет значительную роль для определения условий нормального функционирования радиоэлектронных средств в совмещенных полосах частот.

### Методика расчета азимута направления от передатчика на приемник помехи

Для расчета азимута  $\alpha_{TX}$  (по часовой стрелке относительно истинного севера) направления от передатчика помехи на приемник помехи используется следующая формула [1]:

$$\alpha_{TX} = \arccos\left(\frac{\sin(\varphi_{RX}) - \sin(\varphi_{TX}) \cdot \cos(\theta)}{\cos(\theta) \cdot \cos(\varphi_{TX})}\right), \text{ если } \psi_{TX} - \psi_{RX} \leq 0.$$

$$\alpha_{TX} = 360 - \arccos\left(\frac{\sin(\varphi_{RX}) - \sin(\varphi_{TX}) \cdot \cos(\theta)}{\sin(\theta) \cdot \cos(\varphi_{TX})}\right), \text{ если } \psi_{TX} - \psi_{RX} > 0,$$

$$\theta = \arccos(\sin(\varphi_{TX}) \cdot \sin(\varphi_{RX}) + \cos(\varphi_{TX}) \cdot \cos(\varphi_{RX}) \cdot \cos(\psi_{TX} - \psi_{RX})),$$

где  $\varphi_{RX}, \varphi_{TX}$  – широта расположения передатчика и приемника помехи соответственно;  $\psi_{TX}, \psi_{RX}$  – долгота расположения передатчика и приемника помехи соответственно.

Расстояние между передатчиком и приемником помехи  $d$  может быть рассчитано как  $d = 6371000 \cdot \theta$ .

Далее необходимо рассчитать разность азимутов направления от передатчика на приемник помехи и ориентации антенны передатчика помехи  $\Delta\alpha_{TX}$  (по часовой стрелке от азимута ориентации антенны на азимут направления на приемник):

$$\Delta\alpha_{TX} = \alpha_{TX} - \alpha_{TX0},$$

где  $\alpha_{TX0}$  – азимут антенны передатчика помехи.

Величина  $\Delta\alpha_{TX}$  может принимать значения  $0^\circ \dots 360^\circ$ .

### Методика расчета угла места направления от передатчика помехи на приемник помехи

Угол места направления от передатчика на приемник помехи определяется с помощью методики, изложенной в [1]. Угол места линии, соединяющей две точки на профиле трассы, определяется из прямоугольного треугольника с учетом отличия горизонтали передатчика от горизонтали трассы за счет «выгибания» земли (знак угла места отрицательный при наклоне антенны к земле):  $\theta_i = -\theta'_i - \theta''_i$ , где  $\theta'_i$  вычисляется по формуле:

$$\theta'_i = \arctg \left[ \frac{h_{TX} + h_{ATX} - h_i + h_{ei}}{d_i} \right] \approx \frac{h_{TX} + h_{ATX} - h_i + h_{ei}}{d_i},$$

где  $h_{ei}$  вычисляется следующим образом:  $h_{ei} = \frac{d_i \cdot (d - d_i)}{2 \cdot R_{eq}}$ ,

$\theta''_i$  вычисляется по формуле:  $\theta''_i = \arctg \left[ \frac{\partial}{\partial d_i} (h_{ei}) \right]$  – для  $d_i = 0$ ,

допустимо вычисление по приближенной формуле:  $\theta''_i \approx \frac{d}{2R_{eq}}$ ,

где  $h_i$  – высота  $i$ -й точки профиля над уровнем моря с учетом местных предметов;  $h_{ei}$  – высота «выгибания» земли в  $i$ -й точке профиля, формула взята из [2];  $h_{TX}$  – высота точки расположения передатчика помехи над уровнем моря (высота 0-й точки профиля);  $h_{ATX}$  – высота подвеса антенны передатчика помехи над уровнем земли;  $d_i$  – расстояние от передатчика помехи до  $i$ -й точки профиля;  $d$  – расстояние между передатчиком и приемником помехи;  $R_{eq}$  – эквивалентный радиус Земли.

$$\theta_i = \frac{h_i + h_{ei} - h_{TX} + h_{ATX}}{d_i} - \frac{d}{2 \cdot R_{eq}} = \frac{h_i - h_{TX} + h_{ATX}}{d_i} + \frac{d_i \cdot (d - d_i)}{d_i \cdot 2 \cdot R_{eq}} - \frac{d}{2 \cdot R_{eq}} =$$

$$\frac{h_i - (h_{TX} + h_{ATX})}{d_i} - \frac{d_i}{2 \cdot R_{eq}}.$$

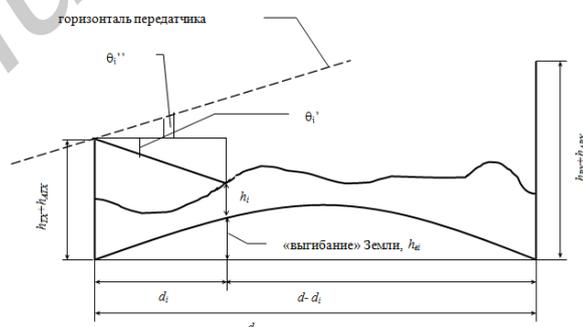


Рис. 1. Взаимное расположение передатчика и приемника помехи с учетом рельефа местности

Далее определяется наличие прямой видимости между антеннами передатчика и приемника помехи. Если линия визирования между антеннами передатчика и приемника помехи не пересекает профиль трассы с учетом местных предметов, то трасса считается трассой прямой видимости. По методике, изложенной в [1] угол места  $\theta_{TX}$  линии визирования между антеннами передатчика и приемника помехи не должен быть меньше угла места  $\theta_i$  линии визи-

рования между антенной передатчика помехи и каждой точкой профиля трассы с учетом местных предметов:

$$\theta_{TX} \geq \theta_{\max},$$

$$\text{где } \theta_{\max} = \max_{i=1}^{n-1} \theta_i, \quad (1)$$

$$\theta_i = \frac{h_i - (h_{TX} + h_{ATX})}{d_i} - \frac{d_i}{2 \cdot R_{eq}}.$$

Угол места линии визирования между антеннами передатчика и приемника помехи определяется по следующей формуле:

$$\theta_{TX} = \frac{h_{RX} + h_{ARX} - h_{TX} + h_{ATX}}{d} - \frac{d}{2 \cdot R_{eq}}, \quad (2)$$

где  $n$  – общее число точек профиля трассы, 0-я точка соответствует точке расположения передатчика помехи,  $n$ -я точка – точке расположения приемника помехи;  $h_i$  – высота  $i$ -й точки профиля над уровнем моря с учетом местных предметов;  $h_{TX}$  – высота точки расположения передатчика помехи над уровнем моря (высота 0-й точки профиля);  $h_{ATX}$  – высота подвеса антенны передатчика помехи над уровнем земли;  $h_{RX}$  – высота точки расположения приемника помехи над уровнем моря (высота  $n$ -й точки профиля);  $h_{ARX}$  – высота подвеса антенны приемника помехи над уровнем земли;  $d_i$  – расстояние от передатчика помехи до  $i$ -й точки профиля;  $d$  – расстояние между передатчиком и приемником помехи;  $R_{eq}$  – эквивалентный радиус Земли, берется медианное значение.

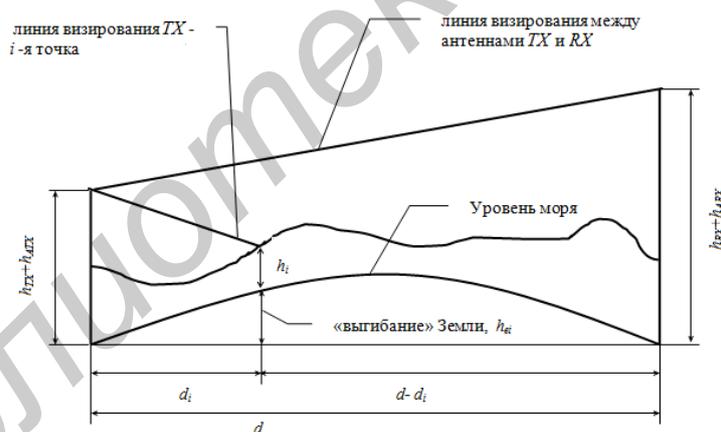


Рис. 2 Расположение передатчика и приемника помехи для определения прямой видимости

Если трасса между передатчиком и приемником помехи открытая, то угол места антенны передатчика  $\gamma_{TX}$ :

$$\gamma_{TX} = \theta_{TX} = \frac{h_{RX} + h_{ARX} - h_{TX} + h_{ATX}}{d} - \frac{d}{2 \cdot R_{eq}},$$

где  $\theta_{TX}$  – угол места, полученный по формуле (2).

Если трасса между передатчиком и приемником помехи закрытая, то угол места антенны передатчика  $\gamma_{TX}$  равен углу места радиогоризонта передатчика:

$$\gamma_{TX} = \theta_{\max}, \text{ где } \theta_{\max} \text{ – угол места, полученный из (1)}$$

Затем рассчитывается разность углов места направления от передатчика на приемник помехи и ориентации антенны передатчика помехи  $\Delta\gamma_{TX}$ :  $\Delta\gamma_{TX} = \gamma_{TX} - \gamma_{TX0}$ .

### Методика расчета разностного угла

Рассчитывается истинный разностный угол  $\Delta$  между направлением от передатчика на приемник помехи и ориентации антенны передатчика помехи по методике [1]:

$$\Delta\Delta = \arccos \cos(\gamma_{TX0}) \cdot \cos(\gamma_{TX}) \cdot \cos(\alpha_{TX} - \alpha_{TX0}) + \sin(\gamma_{TX0}) \cdot \sin(\gamma_{TX}) ,$$

$$\Delta = \Delta\Delta , \text{ если } \Delta\alpha = 0^\circ \dots 180^\circ ,$$

$$\Delta = 360^\circ - \Delta\Delta , \text{ если } \Delta\alpha = 180^\circ \dots 360^\circ .$$

Для истинного разностного угла целесообразно применять точную формулу из [1], а не упрощенную из [2], поскольку последняя дает существенную ошибку при выходе/приходе помехи в задней полуплоскости диаграммы направленности антенны по отношению к ориентации антенны передатчика/приемника помехи.

Точная формула для разностного угла из [1]:

$$\Delta 1 = \arccos \cos(\gamma_{TX0}) \cdot \cos(\gamma_{TX}) \cdot \cos(\alpha_{TX} - \alpha_{TX0}) + \sin(\gamma_{TX}) .$$

Приближенная формула для разностного угла из [2]:

$$\Delta 2 = \arccos \cos(\gamma_{TX} - \gamma_{TX0}) \cdot \cos(\alpha_{TX} - \alpha_{TX0}) = \arccos \cos(\Delta\gamma_{TX}) \cdot \cos(\Delta\alpha_{TX}) .$$

При малом разностном угле:

$$\alpha_{TX0} = 0^\circ , \alpha_{TX} = 25^\circ , \gamma_{TX0} = -5^\circ , \gamma_{TX} = -3^\circ , \Delta 1 = 25,017^\circ , \Delta 2 = 25,075^\circ .$$

При большом разностном угле:

$$\alpha_{TX0} = 0^\circ , \alpha_{TX} = 180^\circ , \gamma_{TX0} = 3^\circ , \gamma_{TX} = -5^\circ , \Delta 1 = 180^\circ , \Delta 2 = 170^\circ .$$

График зависимости приведен на рисунке.

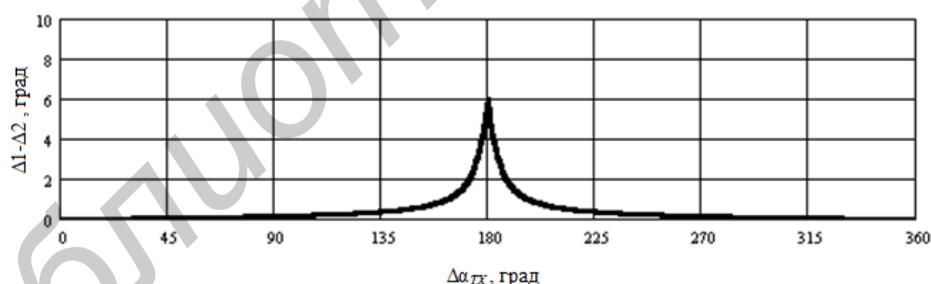


Рис. 3. Зависимость ошибки вычисления разностного угла при использовании приближенной формулы от ориентации антенны передатчика/приемника помехи.

### Заключение

В ходе работы была изложена методика расчета углов ориентации антенн передатчика и приемника помехи, а также разностного угла, получена зависимость ошибки его вычисления при использовании приближенной формулы расчета, из которой видно, что при приходе/выходе помехи в задней полуплоскости приближенная формула дает существенную ошибку.

# **CALCULATION METHODS OF ORIENTATION ANGLES OF TRANSMITTER AND NOISE RECEIVER ANTENNAS IN ANALYSIS OF ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY**

O.I. KOROLKOVA, V.M. KOZEL, K.L. GORBACHEV

## **Abstract**

The calculation methods of the orientation angles of the transmitter and the noise receiver antennas, and also calculation of the true incremental angle are explained, dependence of a computation error of the incremental angle values is received, when using the approximate calculation formula .

## **Список литературы**

1. Recommendation ITU-R P.452-11 «Prediction procedure for the evaluation of microwave interference between stations on the surface of the Earth at frequencies above about 0.7 GHz».
2. Agreement on the co-ordination of frequencies between 29.7 MHz and 39.5 GHz for the fixed service and the land mobile service. – Berlin, 14 September 2001.

УДК 621.396.96

## АЛГОРИТМ СИНТЕЗА ГЕОМЕТРИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ МІМО РЛС

С.А. ГОРШКОВ, П.И. ОРГИШ

Военная академия Республики Беларусь  
Минск-57, 220057, Беларусь

Поступила в редакцию 15 июня 2012

В статье представлен алгоритм синтеза геометрической структуры антенной решетки МІМО (Multiple-input-multiple-output) РЛС, исходя из выполнения условия единственности главного лепестка диаграммы направленности. Исходными данными для алгоритма являются число передающих и приемных элементов, а также требуемое число формируемых каналов приема (виртуальных элементов).

*Ключевые слова:* МІМО (Multiple-input-multiple-output) радиолокационные системы, ортогональные сигналы, синтез геометрической структуры антенной решетки.

### Введение

В последнее время в радиолокации активно развиваются МІМО (Multiple-input-multiple-output) РЛС [1,2]. В таких РЛС  $K$  различных групп, передающих элементов антенны, излучают  $K$  ортогональных сигналов, а  $L$  групп приемных элементов обеспечивают одновременный прием этих сигналов.

Одним из важных свойств МІМО РЛС является увеличение числа приемных каналов при обработке сигналов [1].

Для примера рассмотрим узкополосную МІМО РЛС с антенной решеткой (АР), у которой  $K=2$  передающих и  $L=3$  приемных элемента. Расположим элементы решетки так, чтобы получить  $V=KL=6$  виртуальных приемопередающих элементов (см. рис. 1), расположенных в середине между  $T_i$  ( $i=1, \dots, K$ ) передающим и  $R_j$  ( $j=1, \dots, L$ ) приемным элементами.

На рис. 1 переменная  $d_v$  обозначает расстояние между виртуальными элементами,  $\theta_0$  – направление на цель.

Передающие элементы синхронно излучают кодированные взаимно ортогональные сигналы на одинаковой несущей частоте  $\omega_0$ :

$$\begin{aligned} \dot{u}_1(t) &= \dot{U}_1(t)e^{j\omega_0 t}; \\ \dot{u}_2(t) &= \dot{U}_2(t)e^{j\omega_0 t}, \end{aligned}$$

где  $\dot{U}_1(t)$  и  $\dot{U}_2(t)$  комплексные законы модуляции (ЗМ), излучаемые первым ( $T_1$ ) и вторым ( $T_2$ ) передатчиком соответственно, при этом  $\int_{-\infty}^{+\infty} \dot{u}_1(t)\dot{u}_2^*(t)dt \approx 0$ .

Для упрощения будем рассматривать принятый сигнал, состоящий только из отраженного сигнала (ОС). Тогда принятый сигнал на  $j$ -м ( $j = \overline{1, L}$ ) приемном элементе можно записать в виде:

$$\dot{f}_j(t) = \sum_{i=1}^K M_i(t)\dot{U}_i(t - t_{r(i,j)})e^{j\omega_0(t - t_{r(i,j)})},$$

где  $M_i(t)$  – комплексная огибающая ОС,  $i = \overline{1, K}$ ;  $t_{r(i,j)}$  – время запаздывания ОС от  $i$ -ого передающего элемента до  $j$ -ого приемного элемента.

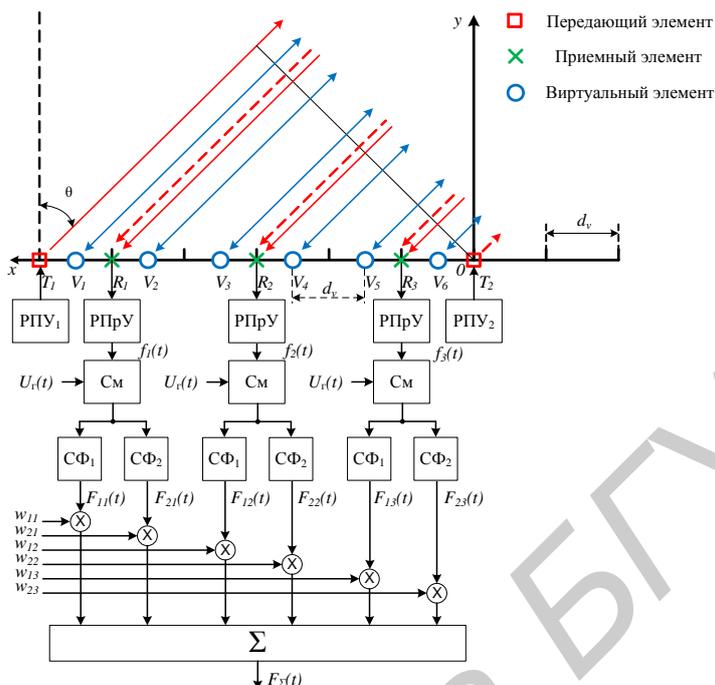


Рис. 1. МИМО РЛС с  $K=2$  передающими и  $L=3$  приемными элементами

После перемножения с сигналом гетеродина ( $U_r(t) = \exp\{-j(\omega_0 - \omega_{np})t\}$ ) и обработки в согласованных фильтрах (СФ) получим:

$$F_{ij}(t) = v(t - t_{r(i,j)}) e^{j\omega_{np}t} e^{-j\omega_0 t_{r(i,j)}}, \quad i = \overline{1, K}, \quad j = \overline{1, L}. \quad (1)$$

Импульсные характеристики СФ<sub>1</sub> и СФ<sub>2</sub> согласованы с ЗМ  $\dot{U}_1(t)$  и  $\dot{U}_2(t)$  соответственно. В таблице приведены значения времени запаздывания от  $T_i$  ( $i = \overline{1, \dots, K}$ ) передающего до  $R_j$  ( $j = \overline{1, \dots, L}$ ) приемного элемента, а также время запаздывания для  $V_k$  ( $k = \overline{1, \dots, V}$ ) виртуального элемента, принимая за начало отсчета координату элемента  $T_2$ , с учетом дальности до цели  $D$ .

#### Значения времени запаздывания ОС

Для реальных элементов		Для виртуальных элементов	
$T_1 R_1$	$\frac{6d_v \sin \theta_0 + 2D + 5d_v \sin \theta_0}{c} = \frac{11d_v \sin \theta_0 + 2D}{c}$	$V_1$	$\frac{5.5d_v \sin \theta_0 + 2D + 5.5d_v \sin \theta_0}{c} = \frac{11d_v \sin \theta_0 + 2D}{c}$
$T_1 R_2$	$\frac{6d_v \sin \theta_0 + 2D + 3d_v \sin \theta_0}{c} = \frac{9d_v \sin \theta_0 + 2D}{c}$	$V_2$	$\frac{4.5d_v \sin \theta_0 + 2D + 4.5d_v \sin \theta_0}{c} = \frac{9d_v \sin \theta_0 + 2D}{c}$
$T_1 R_3$	$\frac{6d_v \sin \theta_0 + 2D + d_v \sin \theta_0}{c} = \frac{7d_v \sin \theta_0 + 2D}{c}$	$V_3$	$\frac{3.5d_v \sin \theta_0 + 2D + 3.5d_v \sin \theta_0}{c} = \frac{7d_v \sin \theta_0 + 2D}{c}$
$T_2 R_1$	$\frac{0 + 2D + 5d_v \sin \theta_0}{c} = \frac{5d_v \sin \theta_0 + 2D}{c}$	$V_4$	$\frac{2.5d_v \sin \theta_0 + 2D + 2.5d_v \sin \theta_0}{c} = \frac{5d_v \sin \theta_0 + 2D}{c}$
$T_2 R_2$	$\frac{0 + 2D + 3d_v \sin \theta_0}{c} = \frac{3d_v \sin \theta_0 + 2D}{c}$	$V_5$	$\frac{1.5d_v \sin \theta_0 + 2D + 1.5d_v \sin \theta_0}{c} = \frac{3d_v \sin \theta_0 + 2D}{c}$
$T_2 R_3$	$\frac{0 + 2D + d_v \sin \theta_0}{c} = \frac{d_v \sin \theta_0 + 2D}{c}$	$V_6$	$\frac{0.5d_v \sin \theta_0 + 2D + 0.5d_v \sin \theta_0}{c} = \frac{d_v \sin \theta_0 + 2D}{c}$

Из таблицы видно, что время запаздывания ОС для каждой пары передающих и приемных элементов равно времени запаздывания образованного ими виртуального элемента. Антенная решетка из  $V$  виртуальных элементов эквивалентна обычной приемопередающей  $V$ -элементной АР, что можно использовать для упрощения анализа МИМО АР и расчетов.

В (1)  $\exp\{-j\omega_0 t_{r(i,j)}\}$  указывает на начальную фазу сигнала. Тогда, используя значения таблицы, можно показать, что фазовые сдвиги между выходными сигналами СФ отличаются на:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} 2d_v \sin \theta. \quad (2)$$

Из (2) следует, что разность фаз сигнала между двумя смежными приемными каналами всегда определяется удвоенным расстоянием между виртуальными элементами  $d=2d_v$ .

Сигналы с выходов СФ перемножаются с комплексными весовыми коэффициентами и суммируются, формируя  $F_{\Sigma}(t)$ . Исходя из таблицы, значения комплексных весовых коэффициентов можно определить как:

$$w_{m,n} = e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(x_{T_m} + x_{R_n}) \sin \theta}, \quad m = \overline{1, K}; n = \overline{1, L},$$

где  $x_{T_m}$  – координата передающего элемента;  $x_{R_n}$  – координата приемного элемента.

Ограничения, накладываемые на расстояние  $d$ , зависят от угла отклонения максимума диаграммы направленности (ДН) [3]. В общем случае, расстояние  $d$  чаще всего выбирают равным  $\lambda/2$ . Поэтому, чтобы обеспечить единственность главного лепестка в ДН на прием, необходимо расположить приемные и передающие элементы так, чтобы обеспечить расстояние между виртуальными элементами  $d_v = 0,25\lambda$ .

Цель настоящей статьи – предложить алгоритм определения координат передающих и приемных элементов ММО АР для получения линейной виртуальной АР, зная число передающих, приемных и виртуальных элементов, при соблюдении условия единственности максимума главного лепестка ДН.

### Синтез алгоритма расчета координат элементов АР

Рассмотрим вариант, когда имеется  $K=2$  передающих и  $L=3$  приемных элементов, расположенных в форме равнобедренной трапеции (см. рис. 2). Пусть приемные элементы находятся на расстоянии  $d_v = 0,5\lambda$ . Чтобы обеспечить единственность максимума ДН виртуальные элементы должны быть на расстоянии  $d_v = 0,25\lambda$  (см. рис. 2, а). Необходимо определить расстояние между передающими элементами  $d_t$ .

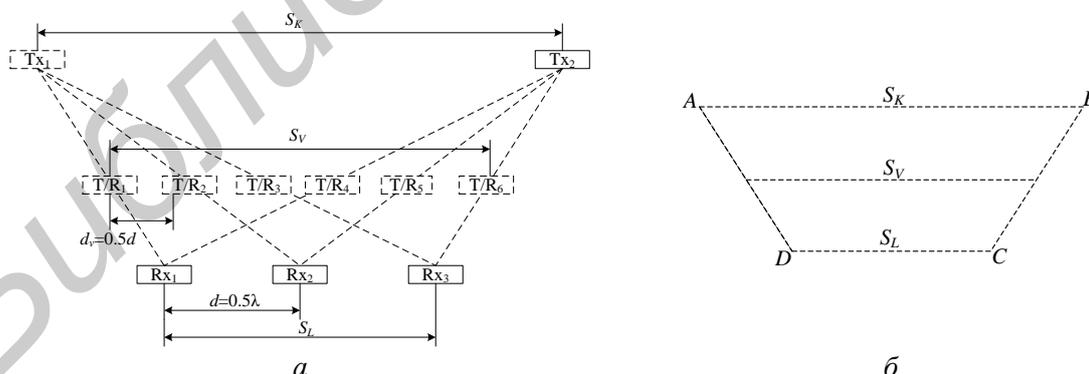


Рис. 2. К пояснению определения расстояния между передающими элементами:  
а – ММО РЛС с  $K=2$  передающими и  $L=3$  приемными элементами; б – трапеция  $ABCD$

Расстояние между первым и третьим приемными элементами – нижнее основание трапеции (отрезок  $DC$ )  $S_L = \lambda$ . Расстояние между первым и шестым виртуальными элементами – средняя линия трапеции  $S_V = 5\lambda/2$ . Верхнее основание трапеции (отрезок  $AB$ ) – искомое расстояние между передающими элементами  $d_t = S_K$ . Учитывая свойство трапеции  $S_V = (S_K + S_L)/2$ , определим  $S_K$ :

$$S_K = 2S_V - S_L = 5\lambda - \lambda = 4\lambda .$$

Рассмотрим общий случай. Пусть имеется  $K$  передающих элементов и  $L$  приемных. Желаемое число виртуальных элементов (каналов приема) –  $V$ .

Тогда (см. рис. 3) каждый  $k$ -ый передающий элемент и  $L$  приемных элементов образуют  $L$  виртуальных элементов с межэлементным интервалом  $d_v$ . Тогда длина всей виртуальной решетки  $S_V = \llcorner -1 \overline{d} / 2$ . Если расстояние между приемными элементами  $d$ , то длина приемной решетки  $S_L = \llcorner -1 \overline{d}$ . Необходимо найти длину передающей решетки  $S_K$ . Как видно из рис. 3, передающие, приемные и виртуальные элементы образуют равнобедренную трапецию, у которой (см. рис. 2, б) верхнее и нижнее основания равны длинам передающей и приемной решеток соответственно, а длина виртуальной решетки является средней линией этой трапеции.

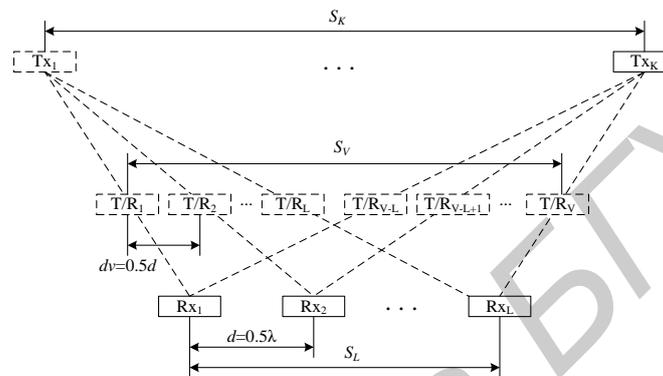


Рис. 3. К пояснению определения расстояния между передающими элементами

Учитывая свойство трапеции, определим длину передающей решетки:

$$S_K = 2S_V - S_L = 2 \cdot (V - 1)d / 2 - (L - 1)d = \llcorner - L \overline{d} . \quad (3)$$

Тогда расстояние между передающими элементами равно:

$$d_i = \frac{V - L}{K - 1} d . \quad (4)$$

Расположим систему координат  $XOY$  как показано на рисунке.

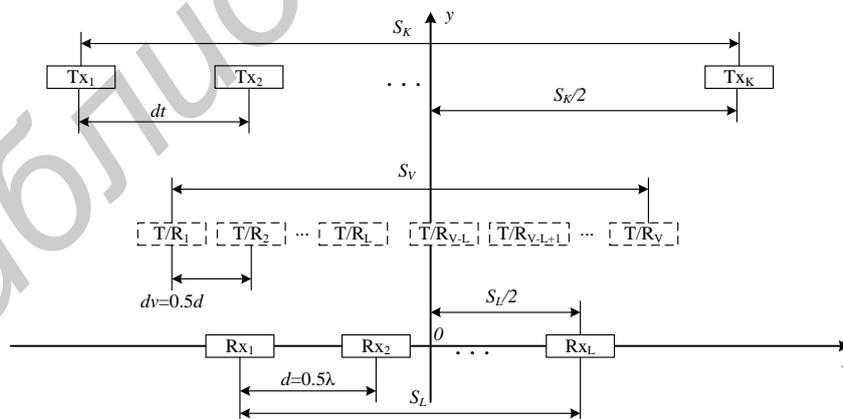


Рис. 4. ММО антенная решетка в прямоугольной системе координат

Тогда координаты приемных и передающих элементов с учетом (3) и (4) будут рассчитываться по формулам:

$$\left. \begin{aligned} y_i &= 0; \\ x_i &= -\frac{L-1}{2}d + i \cdot d, i = 0, 1, \dots, L-1, \end{aligned} \right\} \text{— координаты приемных элементов;} \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} y_j &= h; \\ x_j &= -\frac{V-L}{2}d + j\frac{V-L}{K-1}d, j = 0, 1, \dots, K-1, \end{aligned} \right\} \text{-- координаты передающих элементов.} \quad (6)$$

В выражении (6)  $h$  – значение высоты трапеции. Как известно, высота трапеции не влияет на длину основания и средней линии, поэтому координату  $y$  для передающих элементов можно выбирать произвольно. Например, если задать  $h=0$ , то все элементы, приемные, передающие и виртуальные, будут располагаться на одной линии.

Геометрическую структуру решетки с расстоянием между виртуальными элементами  $d_v = 0,25\lambda$  можно получить, проводя расчет относительно передающих, а не приемных элементов (т.е. задав расстояние между передающими элементами  $d_v = 0,5\lambda$ ). Тогда уравнения (5) и (6) примут вид:

$$\left. \begin{aligned} y_j &= 0; \\ x_j &= -\frac{K-1}{2}d + j \cdot d, j = 0, 1, \dots, K-1, \end{aligned} \right\} \text{-- координаты передающих элементов;} \quad (7)$$

$$\left. \begin{aligned} y_i &= h; \\ x_i &= -\frac{V-K}{2}d + i\frac{V-K}{L-1}d, i = 0, 1, \dots, L-1, \end{aligned} \right\} \text{-- координаты приемных элементов;} \quad (8)$$

Если необходимо управлять ДН на передачу [4], или использовать принцип подрешеток [5], или число передающих элементов больше приемных (для минимизации результирующего размера антенной решетки), то расчет необходимо проводить относительно передающих элементов (т.е. задать расстояние между передающими элементами  $d_v = 0,5\lambda$ ). В остальных случаях, нужно проводить расчет относительно приемных элементов по формулам (5) и (6).

Таким образом, для расчета геометрической структуры ММО антенной решетки можно использовать алгоритм, блок-схема которого изображена на рисунке.

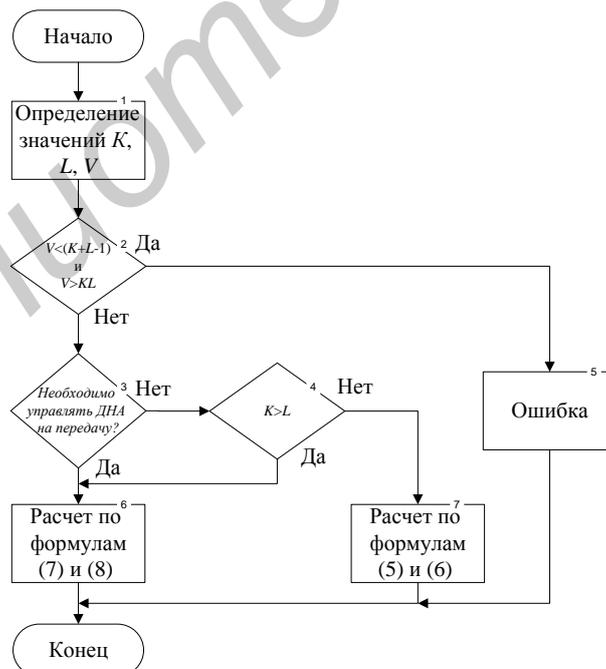


Рис. 5. Блок-схема алгоритма синтеза геометрической структуры ММО антенной решетки

*Описание работы алгоритма.* Сперва необходимо задать требуемое число передающих, приемных и виртуальных элементов (блок 1). Затем необходимо проверить, корректно ли задано число виртуальных элементов (блок 2). Максимально возможное число виртуальных элементов равно  $KL$ , минимально возможное –  $(K+L-1)$  (для случая, когда передающие и при-

емные элементы совмещены). Если заданные исходные данные попадают в интервал, то проверяется условие о необходимости управления диаграммой направленности антенны (ДНА) на передачу (блок 3). Если необходимо управлять ДНА на передачу, то расчет координат элементов производится по формулам (7) и (8) (блок 6). Если управлять ДНА на передачу не надо, то осуществляется сравнение числа передающих и приемных элементов, с целью минимизации результирующего размера антенной решетки (блок 4). Если число передающих элементов больше, чем приемных, то расчет проводится по формулам (7) и (8) (блок 6). Иначе – по формулам (5) и (6) (блок 7).

### Результаты расчетов

Рассмотрим пример использования синтезированного алгоритма. Пусть длина волны  $\lambda=30$  см, расстояние между элементами, относительно которых производится расчет  $d = 0,15\lambda = 15$  см, высота АР  $h = d$ , число передающих элементов  $K = 2$ , число приемных  $L = 4$ , требуемое число виртуальных элементов  $V = 8$ , требуется управлять ДН только на прием. Согласно алгоритму (рис. 5), расчет необходимо проводить по формулам (5) и (6).

На рисунке представлен результат расчета координат элементов.

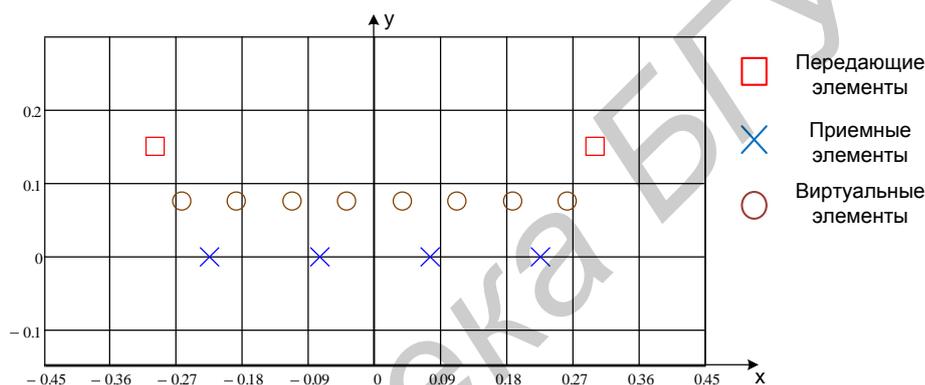


Рис.6. Результат расчета по формулам (5) и (6)

Значения координаты  $x$  (в метрах) для передающих элементов:  $-0,3, 0,3$ ; приемных элементов:  $-0,225, -0,075, 0,075, 0,225$ ; виртуальных элементов:  $-0,262, -0,188, -0,113, -0,038, 0,038, 0,113, 0,188, 0,262$ .

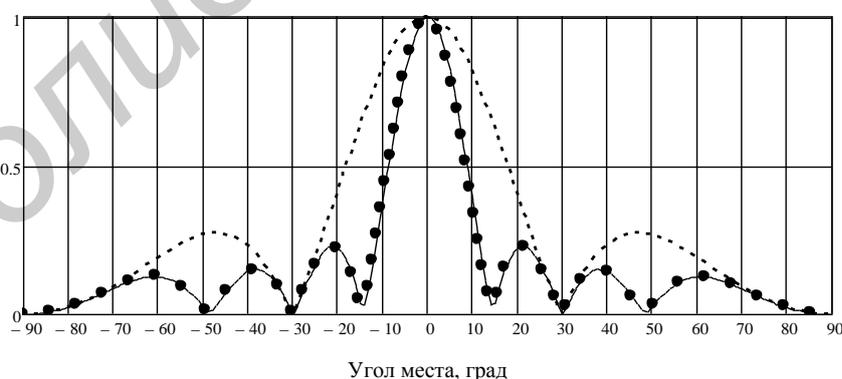


Рис. 7. Результат моделирования ДН на прием:

сплошная линия – приемопередающая ДН рассчитанной АР с  $K=2$  и  $L=4$ ; штриховая линия – приемная ДН решетки с  $L=4$  элементами; точечная линия – приемная ДН АР, состоящей из  $V=8$  элементов.

Из рассчитанных значений координат элементов антенны видно, что расстояние между приемными элементами составляет  $15 \text{ см} = 0,5\lambda$ , расстояние между виртуальными элементами составляет  $7,4 \text{ см} = 0,25\lambda$ , результирующий размер антенной решетки определяется расстоянием между крайними передающими элементами и составляет  $60 \text{ см} = 2\lambda$ .

На рис. 7 представлены результаты моделирования ДН для синтезированной геометрической структуры.

Как видно из рис. 7, ширина ДН решетки с  $L = 4$  элементами шире чем ДН рассчитанной АР с  $K = 2$  и  $L = 4$ . При этом ширина ДН рассчитанной АР равна ширине ДН АР состоящей из  $V = 8$  элементов.

### Заключение

Имея  $K$  передающих элементов и  $L$  приемных, возможны два предельных случая, если приемные и передающие элементы совмещены ( $K=L$ ), то число виртуальных элементов будет минимальным  $V = K + L - 1$ : если передающие (приемные) элементы находятся на расстоянии друг от друга  $Ld$  ( $Kd$ ), то число виртуальных элементов будет максимальным  $V = KL$ . Таким образом, при заданных параметрах  $K, L, V, h$ , с использованием выражений (5) и (6) или (7) и (8) с помощью алгоритма, показанного на рис. 6, можно определить координаты передающих и приемных элементов антенной решетки для формирования ДН на передачу и прием в одной плоскости.

Также следует отметить, что одним из применений синтезированного алгоритма является возможность повышения живучести РЛС, когда передающие элементы, с менее дорогостоящими антеннами, выносятся за пределы приемной позиции. Как видно из (5)–(8), параметры виртуальной решетки не зависят от расстояния между передающей и приемной решетками как по оси  $X$  так и по  $Y$ .

## SYNTHESIS ALGORITHM OF GEOMETRICAL STRUCTURE OF MIMO RADAR ANTENNA ARRAY

S.A. GORSHKOV, P.I. ORGISH

### Abstract

In the given work the algorithm of calculation of co-ordinates of elements of MIMO radar antenna is presented. Initial data for algorithm are the number of transmitting, receiving elements, and also demanded number of channels of receiving.

### Список литературы

1. Черняк В.С. // Прикладная радиоэлектроника. 2009. №4.
2. Jiane Li, Petre Stoica MIMO radar signal processing. New Jersey: A J. Wiley & sons inc., 2009.
3. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток / под ред. Д.И. Воскресенского. М., 2003.
4. Горшков С.А., Оргиш П.И. // Докл. БГУИР. 2011. №6(60). С. 26–33.
5. Hongbin Li, Braham Himed // IEEE journal of selected topics in signal processing. 2010. Vol. 4, №1.

УДК 534.87

## РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ДУЛЬНОЙ ВОЛНЫ ВЫСТРЕЛА ИЗ СТРЕЛКОВОГО ОРУЖИЯ ПРИ ОДНОПОЗИЦИОННОМ ПРИЕМЕ

Р.В. БЫКОВ, С.Р. ГЕЙСТЕР

Военная академия Республики Беларусь  
пр. Независимости 220, Минск, 220057, Беларусь

Научно-исследовательский институт Вооруженных Сил Республики Беларусь  
Калиновского 4, Минск 220103, Беларусь

Поступила в редакцию 10 сентября 2012

Рассматривается процесс формирования дульной волны при выстреле из стрелкового оружия с учетом его особенностей. Определяются временная и спектральная структуры сигнала на выходе акустического приемника, осуществляющего прием дульной волны в дальней зоне.

*Ключевые слова:* дульная волна, спектр, корреляционная функция.

### Введение

Выстрел из основных видов оружия сопровождается сверхзвуковым истечением пороховых газов (ПГ) в переднюю полусферу на несколько десятков калибров – несколько десятков сантиметров для стрелкового оружия и несколько метров для артиллерийского вооружения. Процесс истечения ПГ заканчивается, когда давление за фронтом волны, образованной истекающими газами, сравнялось с давлением окружающей среды. Далее эта волна преобразуется в звуковую, которую называют дульной волной (ДВ), и распространяется со скоростью звука [1]. Звуковые волны формируют на выходе акустического приемника акустический сигнал (АС), соответствующий изменению во времени давления в точке приема.

В [1] предложен способ определения прямоугольных координат огневых точек в однопозиционной системе на основе измерения направлений и относительной задержки прихода фронтов ДВ и баллистической волны (БВ), сформированной пулей. Для автоматизации процессов обнаружения и измерения необходимы априорные сведения о временной и спектральной структурах сигналов [2], соответствующих ДВ, и помех, которые можно получить экспериментально.

### Обобщенная характеристика пространственной структуры ДВ

Процесс выстрела обычно делят на четыре периода [3, 4]: первый – предварительный; второй – первый пиродинамический; третий – второй пиродинамический; четвертый – последнее действие пороховых газов на пулю (снаряд) и ствол. Наибольший интерес для анализа временной и спектральной структур АС представляет период последствия, когда пуля (снаряд) вылетела из канала ствола и в передней полусфере от ствола формируется ДВ. В этом периоде давление газов нарастает за несколько микросекунд в соответствии со скоростью (до нескольких тысяч м/с) истечения ПГ из канала ствола и затем за несколько миллисекунд спадает по закону, близкому к экспоненциальному.

Начальное давление во фронте ДВ и длительность его спада зависят от множества факторов, основными из которых являются: калибр оружия; масса, плотность и вид порохового заряда; длина ствола; параметры атмосферы в момент выстрела. Соответственно, временная структура АС выстрела для различных типов оружия и его модификаций будет различной. Ствол оружия может быть открытым (см. рис. 2, а) или иметь надульное приспособление (см. рис. 2, б). Надульные приспособления (НП) изменяют (см. рис. 1) направление и скорость истечения ПГ [5], что ведет к изменениям структуры сигнала на выходе акустического приемника.



Рис. 1. Фотографии расширения ПГ на выходе из канала ствола артиллерийских систем:  
а – при наличии компенсатора; б – без компенсатора

Процесс формирования ДВ можно охарактеризовать (см. рис. 2) следующими фазами: первая – при выходе пули из ствола и переходе в НП высокоскоростной поток газов, обогая и опережая пулю (снаряд), вытекает через боковые щели и пулевой канал НП. Длительность фазы определяется эмпирическим выражением:

$$t_{v\_1} \approx \begin{cases} l_{np} - l_p / V_p, & \text{при } l_{np} \geq l_p; \\ 0, & \text{при } l_{np} < l_p, \end{cases} \quad (1)$$

где  $V_p$  – дульная скорость полета пули;  $l_{np}$  – длина НП;  $l_p$  – длина пули.

Вторая – после запираания пулей пулевого канала НП, когда поток газов вытекает только через боковые щели НП. Если длина пулевого канала меньше длины пули, то длительность фазы определяется выражением:

$$t_{v\_2} \approx l_p / V_p. \quad (2)$$

Третья – после выхода пули из НП поток газов, потеряв значительную часть энергии, вытекает через щели (отверстия) и пулевой канал НП до момента, когда давление возле НП сравняется с давлением окружающей среды. Длительность этой фазы существенно превышает суммарную длительность двух первых фаз и составляет несколько миллисекунд [4].

Если надульное приспособление отсутствует, то после покидания пулей ствола поток газов вытекает только через пулевой канал.

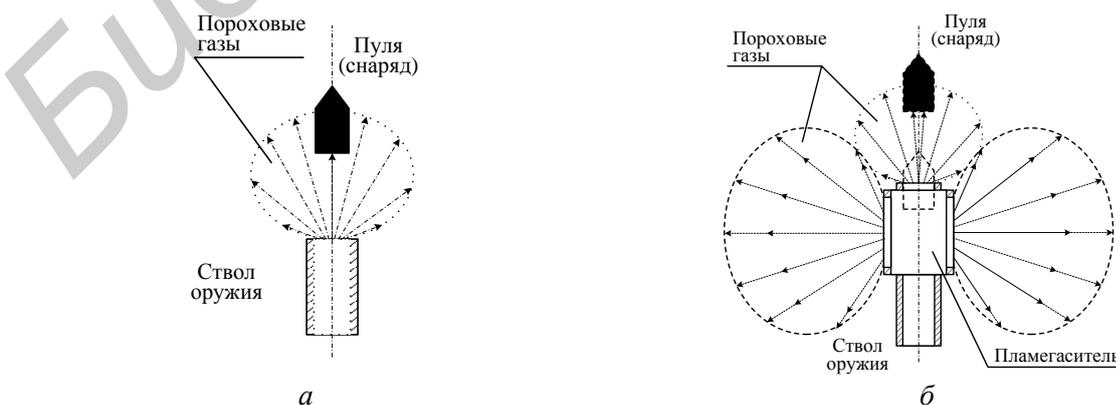


Рис. 2. Направление расширения пороховых газов на выходе канала ствола:  
а – при открытом стволе; б – при наличии НП в виде пламегасителя

Из (1) и (2) следует, что для большинства типов современного огнестрельного оружия, у которых дульная скорость пули – сотни м/с, а длины НП и пули – сантиметры, длительность первой и второй фаз составляет единицы – десятки микросекунд.

### Результаты экспериментальных исследований ДВ стрелкового оружия

Экспериментальные исследования выполнялись с помощью измерительного комплекса, обеспечивавшего прием и преобразование звуковых волн в электрические сигналы, представление их в цифровом виде с частотой дискретизации во времени  $F_d = 48$  кГц и хранение. Преобразование волны в электрический сигнал осуществлялось с помощью микрофона, установленного на расстоянии 190 м от линии огня. Температура воздуха в ходе эксперимента была равна  $2^\circ\text{C}$ . Размещение комплекса и исследуемых образцов оружия представлено на рис. 3, где  $\alpha_{s1} = -10^\circ$ ,  $\alpha_{s2} = 30^\circ$  и  $\alpha_{s3} = 60^\circ$ .

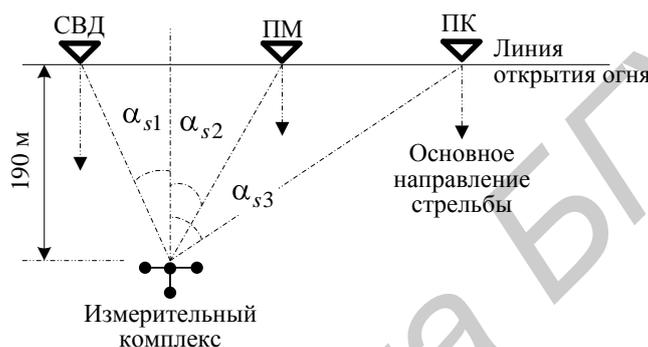


Рис. 3. Схема размещения комплекса и оружия

Зарегистрированы сигналы 30 выстрелов из стрелкового оружия: 10 из снайперской винтовки Драгунова (СВД) калибра 7,62 мм, 10 из пулемета Калашникова (ПК) калибра 7,62 мм, 10 из пистолета Макарова (ПМ) калибра 9 мм, причем СВД и ПК имели схожие характеристики (длина ствола, калибр, начальная скорость пули, пламегаситель). На основе временных структур сигналов (см. рис. 4) получены нормированные автокорреляционные функции (АКФ) АС при размере окна анализа  $T_0 = 0,05$  с (см. рис. 5) и модули усредненных АКФ (см. рис. 6); нормированные энергетические спектры (НЭС) АС выстрелов (см. рис. 7) и усредненные НЭС (см. рис. 8) для каждого типа оружия.

Усредненные АКФ (см. рис. 6) получены в виде  $\overline{A \tau} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L A \tau, l$ , где

$A \tau, l = \frac{1}{T_0} \int_{-\infty}^{\infty} u_l(t) u_l(t - \tau) dt$  – АКФ  $l$ -го АС ( $l = \overline{1, L}$ ), которая в дискретном виде может быть

получена как  $A_{h,l} = \frac{1}{D} \sum_{d=1}^D u_{d,l} - M_l \quad u_{d+h-H/2,l} - M_l$ ;  $L=10$  – число исследуемых выстрелов;

$\tau$  – время рассогласования;  $D = T_0 F_d$  – число дискретных отсчетов в окне анализа длительностью  $T_0$ ;  $h = \overline{1, H}$  – текущий номер дискретного сдвига по времени;  $H$  – общее число сдвигов;  $M_l$  – математическое ожидание (МОЖ) для  $l$ -го АС.

Энергетический спектр АС получен путем быстрого преобразования Фурье от обрабатываемой последовательности с числом точек  $N_{FFT} = 8192$ . Для снижения влияния помех анализируемый фрагмент АС ограничивался длительностью выстрела и располагался в центре обрабатываемой последовательности, а остальные позиции заполнялись нулями. Анализируемый фрагмент имел значение 1,5 мс (72 отсчета) для выстрелов из ПК и 15 мс (720 отсчетов) для

СВД и ПМ. Формирование усредненного НЭС осуществлялось в виде  $\overline{S f} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L S f, l$ , где  $S f, l$  – НЭС  $l$ -го АС, который в дискретном виде представлялся как  $S_{n,l} = S(n\Delta F, l)$ , причем  $\Delta F = F_d / N_{FFT}$ , а  $n = \overline{1, N_{FFT}}$  – номер отсчета.

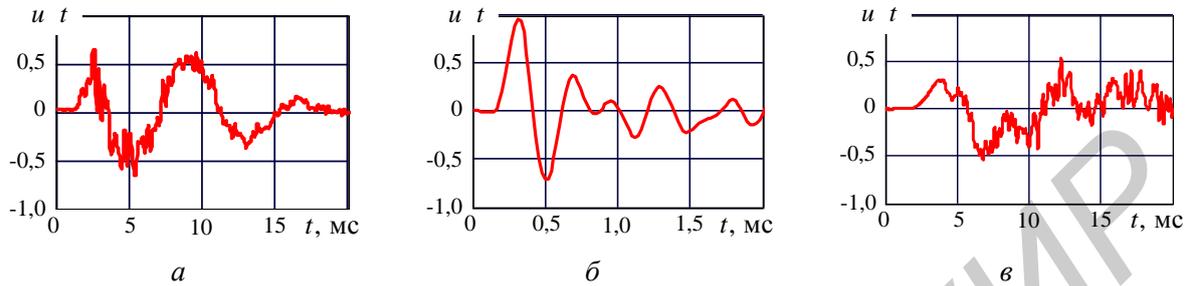


Рис. 4. Временные структуры АС выстрелов из: СВД (а); ПК (б); ПМ (в)

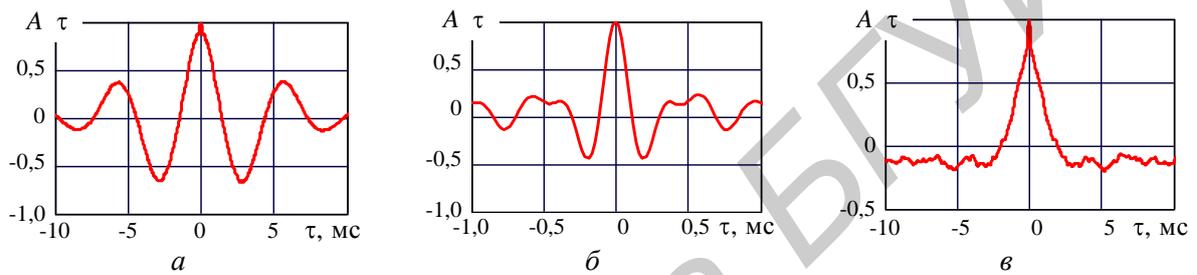


Рис. 5. Корреляционные функции АС выстрелов из: СВД (а); ПК (б); ПМ (в)

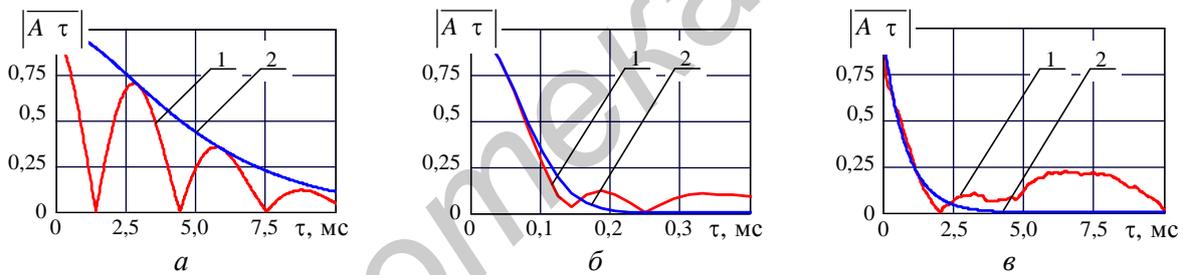


Рис. 6. Усредненные АКФ АС выстрелов из: СВД (а); ПК (б); ПМ (в)

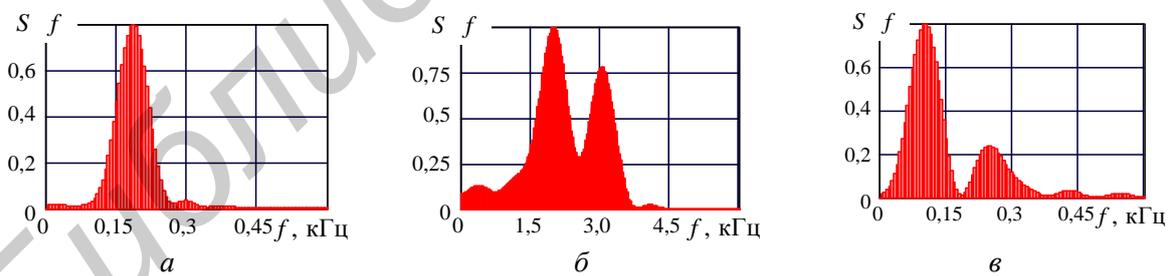


Рис. 7. Спектральные структуры АС выстрелов из: СВД (а); ПК (б); ПМ (в)

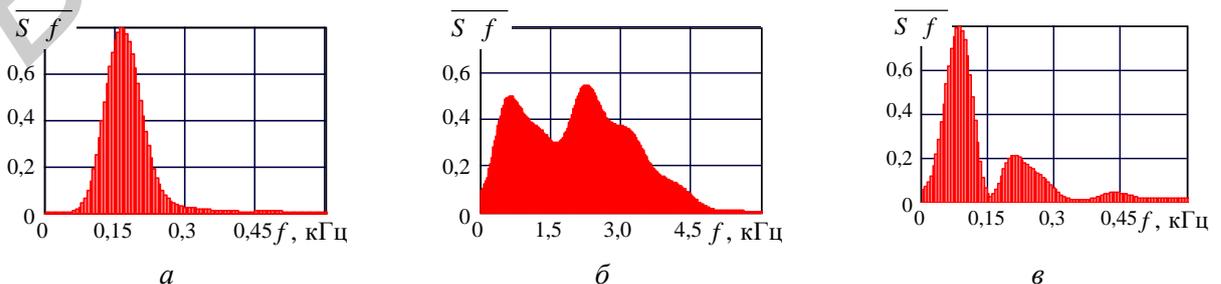


Рис. 8. Усредненные спектральные структуры АС выстрелов из: СВД (а); ПК (б); ПМ (в)

Для оценки корреляционных связей между сигналами выстрелов из оружия одного типа использован коэффициент взаимной корреляции флуктуаций:

$$r_{l,k} = \frac{\sum_{d=1}^D u_{d,l} - M_l \quad u_{d,k} - M_k}{\sqrt{\sum_{d=1}^D u_{d,l} - M_l^2 \quad \sum_{d=1}^D u_{d,k} - M_k^2}},$$

где  $u_{d,l,k}$  –  $d$ -й дискретный отсчет  $l(k)$ -го АС,  $l = \overline{1, L}$ ,  $k = \overline{1, L}$ ;  $M_{l,k}$  – МОЖ  $l(k)$ -го АС.

Оценки коэффициентов взаимной корреляции флуктуаций сигналов выстрелов однотипного стрелкового оружия представлены в таблице.

**Коэффициенты взаимной корреляции флуктуаций сигналов выстрелов  $r_{lk}$**

$k \setminus l$	СВД					ПК					ПМ				
	1	2	3	4	5	1	2	3	4	5	1	2	3	4	5
1	1,000	0,954	0,942	0,941	0,937	1,000	0,524	0,343	0,485	0,389	1,000	0,692	0,476	0,517	0,527
2	0,954	1,000	0,924	0,936	0,937	0,524	1,000	0,549	0,469	0,376	0,692	1,000	0,446	0,485	0,611
3	0,942	0,924	1,000	0,916	0,912	0,343	0,549	1,000	0,407	0,336	0,476	0,446	1,000	0,459	0,394
4	0,941	0,936	0,916	1,000	0,930	0,485	0,469	0,407	1,000	0,567	0,517	0,485	0,459	1,000	0,554
5	0,937	0,937	0,912	0,930	1,000	0,389	0,376	0,336	0,567	1,000	0,527	0,611	0,394	0,554	1,000

### Анализ результатов экспериментальных исследований

Анализ временной структуры показал следующее:

– дульная волна для оружия, имеющего пламегаситель, состоит из двух составляющих: волна от боковых щелей пламегасителя и волна от выхода пулевого канала пламегасителя. Акустические поля этих составляющих имеют разную пространственную направленность (см. рис. 2, б) – максимум поля газов, выходящих из боковых щелей пламегасителя, направлен перпендикулярно ориентации ствола, а максимум поля газов, выходящих через выход пулевого канала пламегасителя, направлен вдоль ориентации ствола;

– давление во фронте дульной волны от боковых щелей пламегасителя существенно (в данном эксперименте – не менее чем в 2 раза) превышает давление во фронте дульной волны от выхода пулевого канала пламегасителя (см. рис. 4, а и 4, б);

– время формирования фронта и длительность АС, соответствующего дульной волне от боковых щелей пламегасителя, меньше соответствующих параметров дульной волны от выхода пулевого канала пламегасителя. В данном эксперименте их соотношение примерно 1/10.

Анализ автокорреляционных функций сигналов выстрелов показал следующее:

– огибающая модуля усредненной нормированной АКФ для АС, соответствующего дульной волне от выхода пулевого канала пламегасителя (в эксперименте – выстрелы из СВД), может быть аппроксимирована экспоненциально-параболической кривой вида  $A_a \tau = 1 + 2|\tau|/\tau_{s\_SVD} \exp -2|\tau|/\tau_{s\_SVD}$ , где  $\tau_{s\_SVD}$  – время корреляции АС выстрела из СВД, которое в эксперименте имело значение около 5 мс;

– основной лепесток усредненной АКФ для АС, соответствующего дульной волне от боковых щелей пламегасителя (в эксперименте – выстрелы из ПК), может быть аппроксимирован экспоненциальной кривой вида  $A_a \tau = \exp -0,25\pi\tau^2/\tau_{s\_PK}^2$ , где  $\tau_{s\_PK}$  – время корреляции АС выстрела из ПК, которое в эксперименте имело значение около 87 мкс;

– основной лепесток усредненной АКФ выстрелов из ПМ, в котором не было направляющего приспособления (дульная волна формировалась при выходе пули из канала ствола) может быть аппроксимирован экспоненциальной кривой вида  $A_a \tau = \exp -|\tau|/\tau_{s\_PM}$ , где  $\tau_{s\_PM}$  – время корреляции АС при выстреле из ПМ, которое в эксперименте имело значение около 8 мс.

Анализ энергетических спектров сигналов выстрелов показал следующее:

– принятые сигналы, соответствующие дульной волне (для двух ее составляющих) выстрелов из стрелкового оружия, при приеме со сравнительно небольших расстояний (сотни метров) являются широкополосными и сверхширокополосными, так как их ширина спектра сопоставима с частотой колебаний;

– ширина спектра принятых сигналов, соответствующих дульной волне от боковых щелей пламегасителя, примерно в 10 раз превышает ширину спектра сигналов, соответствующих дульной волне от выхода пулевого канала пламегасителя или ствола при отсутствии НП.

Анализ корреляционных связей сигналов выстрелов показал, что наиболее стабильными по своей структуре являются низкочастотные принятые сигналы, соответствующие дульной волне от выхода пулевого канала ствола или пламегасителя.

### **Заключение**

Во-первых, дульная волна для оружия, имеющего пламегаситель, состоит из двух составляющих – волны от боковых щелей пламегасителя и волны от пулевого канала пламегасителя. Акустические поля этих составляющих имеют разную пространственную направленность – максимум поля от боковых щелей пламегасителя направлен перпендикулярно ориентации ствола, а максимум поля от выхода пулевого канала пламегасителя направлен вдоль ориентации ствола. Во-вторых, дульная волна от боковых щелей пламегасителя состоит из высокочастотных составляющих и будет более интенсивно затухать при распространении в воздухе, чем дульная волна от выхода пулевого канала пламегасителя или ствола при отсутствии НП. В-третьих, дульные волны, сформированные пороховыми газами при выходе пули из ствола или пулевого канала пламегасителя при его наличии, имеют схожие временные структуры и временные параметры для оружия разных типов, например, для снайперской винтовки Драгунова и пистолета Макарова. В-четвертых, результаты исследования корреляционных функций флуктуаций сигналов выстрелов являются основой для разработки оптимальных устройств обнаружения и измерения координат огневых точек. В этих устройствах целесообразно использовать анализ в частотном диапазоне (0...5) кГц. Особенности спектров и корреляции АС выстрелов могут быть использованы для оценки калибра и селекции сигналов выстрелов от различных огневых точек.

## **RESULTS OF THE EXPERIMENTAL RESEARCH OF SMALL ARMS MUZZLE SHOT WAVE IN A CASE OF MONOSTATIC RECEPTION**

R.V. BYKOV, S.R. HEISTER

### **Abstract**

The process of muzzle shot wave formation is considered taking into account features of small arms. Temporal and spectral structures of output signal of acoustic receiver that implements shot wave reception in a far field zone is determined.

### **Список литературы**

1. *Быков Р.В., Гейстер С.Р.* / Наука и военная безопасность. 2011. №4. С.50–53.
2. *Охрименко А.Е., Олейников О.А.* Теоретические основы радиолокации. Минск, 1976.
3. *Горохов М.С.* Внутренняя баллистика ствольных систем. М., 1985.
4. *Беневольский С.В., Бурлов В.В., Казаковцев В.П.* Баллистика: Учебник. Пенза, 2005.
5. *Кулагин В.И., Черезов В.И.* Газодинамика автоматического оружия. М., 1985.
6. *Быков Р.В., Дзеки А.М., Гейстер С.Р.* // Вестн. Воен. акад. Республики Беларусь. 2005. № 4(17). С. 67–75.

**ПРИЛОЖЕНИЕ**

В статью «Методика оценки эффективности средств защиты информации от утечки по тепловым каналам», опубликованную в №4(66) (с. 94–98), внесены изменения:

УДК 004.056.5

**МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ СРЕДСТВ ЗАЩИТЫ  
ИНФОРМАЦИИ ОТ УТЕЧКИ ПО ТЕПЛОВЫМ КАНАЛАМ**

АБДУЛЬКАДЕР ХАМЗА АБДУЛЬКАБЕР, Т.В. БОРБОТКО, Д.Н. СОСНОВСКИЙ\*

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Беларусь*

*\*Военная академия Республики Беларусь  
Минск-57, 220057, Беларусь*

**PROCEDURE OF AN ESTIMATE OF EFFICIENCY OF PROTECTION MEANS OF  
THE INFORMATION FROM LEAKAGE ON THERMAL CHANNELS**

ABDULKADER HAMZA ABDULKABER, T.V. BORBOTKO, D.N. SOSNOVSKI