

---

---

# 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>Гололобов Д.В., Иванова Е.Ю., Кирильчук В.Б.</b> Изменение отражательных характеристик анизотропных сред при вариациях параметров наполнителя: линейная поляризация .....	5
<b>Пискун Г.А., Алексеев В.Ф.</b> Контроль функционирования микроконтроллеров при воздействии электростатического разряда .....	12
<b>Бойправ О.В., Столер Д.В., Борботько Т.В.</b> Метод анализа и расчета характеристик спектральной яркости композиционных материалов .....	19
<b>Смирнов Ю.В., Аль-Адеми Я.Т.А., Пулко Т.А., Насонова Н.В., Лыньков Л.М.</b> Температурная зависимость экранирующих свойств полимерных гидрогелей .....	25
<b>Мухуров Н.И.</b> Чувствительные элементы для емкостных датчиков ускорения .....	30
<b>Скиб И.И., Мартинович А.В., Крейдик Е.Л., Чердынцев В.А.</b> Характеристики помехоустойчивости систем передачи информации с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты .....	37
<b>Курочка К.С., Масалитина Н.Н.</b> Метод классификации с заранее неизвестным составом и количеством классов и заданным критерием их разделения .....	43

<b>Ашуркевич К.В., Николаенко И.А., Борисенко В.Е.</b> Формирование и свойства фотокаталитически толстых пленок с диоксидом титана .....	51
<b>Ходыко Д.Л., Саломатин С.Б.</b> Многоканальный частотно-временной адаптивный фильтр на основе двойного смежно-группового преобразования.....	57
<b>Сморodin В.С.</b> Методика анализа надежности функционирования вероятностных производственных систем.....	64
<b>Шашок В.Н., Филиппович А.Г.</b> Цепи фильтрации с модифицированной нарастающе-волновой функцией передачи.....	70
<b>Седышев С.Ю., Воронцов М.Н.</b> Расширение интервала однозначного определения радиальной скорости в радиолокаторах обзора при заданном интервале однозначной дальности.....	77
<b>Козляк В.В., Гусинский А.В., Кострикин А.М.</b> Микроволновой бесконтактный метод измерения уровня веществ .....	83
<b>Кизименко В.В., Юрцев О.А.</b> Приближенная реализация диаграммы направленности типа «косеканс» в линейной антенной решетке с последовательным возбуждением.....	89
<b>Стержанов М.В.</b> Разработка индекатора системы управления документами .....	97
<b>Али Саад Фархат.</b> Экранирующие и маскирующие свойства метаматериальных экранов.....	102
<b>Хилько О.С., Кундас С.П., Коваленко В.И.</b> Адаптация топологий искусственных нейронных сетей для применения CUDA-технологии .....	109
<b>Мордачев В.И.</b> Электромагнитная нагрузка на территорию, создаваемая электромагнитными излучениями базовых станций сотовой связи .....	116
<b>Аль-Фурайджи О.Дж., Конопелько В.К., Цветков В.Ю.</b> Секторная локализация, параметризация и идентификация реперов на основе угловых коэффициентов для совмещения перекрывающихся изображений.....	124

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

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

---

Подписано в печать 11.10.2012. Формат 60×84 1/8. Гарнитура "Таймс". Бумага офсетная.  
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 15,12. Уч.-изд. л. 13,8. Тираж 120 экз. Заказ 486.  
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, RADIO ENGINEERING, INFORMATICS*

<b>Gololobov D.V., Ivanova E.Yu., Kirilchuk V.B.</b> Change of reflective characteristics of anisotropic environments at variations of parameters of the filler: linear polarization .....	5
<b>Piskun G.A., Alexeev V.F.</b> Control of microcontroller under the influence of electrostatic discharge.....	12
<b>Boiprav O.V., Stoler D.V., Borbotko T.V.</b> Analysis and calculation method of composite materials spectral brightness characteristics.....	19
<b>Smirnov Y.V., Al-Ademi Y.T.A., Pulko T.A., Nasonova N.V., Lynkov L.M.</b> Temperature dependence of the shielding properties of polymer hydrogels.....	25
<b>Mukhurov N.I.</b> Sensitive elements for capacitor sensors of acceleration.....	30
<b>Skib I.I., Martsinovich A.V., Kreidik E.L., Cherdyntsev V.A.</b> Characteristics of the noise stability of radio communication systems with frequency hopping.....	37
<b>Kurachka K.S., Masalitina N.N.</b> The categorization method with undefined class alphabetic and given criterion of their division .....	43
<b>Ashurkevich K.V., Nikolaenko I.A., Borisenko V.E.</b> Formations and properties photocatalytically active thick films with dioxide titanium.....	51
<b>Khodyko D.L., Salomatin S.B.</b> Multichannel time-frequency adaptive filter based on double-cross-group transformations .....	57
<b>Smorodin V.S.</b> Reliability analysis method of probabilistic production systems.....	64
<b>Shashok V.N., Filippovich G.A.</b> Filters with modified rising ripple transfer functions .....	70
<b>Sedishev S.Y., Voroncov M.N.</b> Interval extension unambiguously the radial velocity in radar vision for unique range given interval.....	77
<b>Kazlyak V.V., Gusinskiy A.V., Kostrikin A.M.</b> Microwave contactless measurement method of substances level.....	83
<b>Kizimenko V.V., Yurtsev O.A.</b> Approximate "cosecant" antenna pattern realization in the linear array antenna with series excitation .....	89
<b>Sterjanov M.V.</b> Indexer for document management system.....	97

<b>Ali Saad Farhat.</b> Shielding and masking properties of the metamaterial as screens .....	102
<b>Hilko O.S., Kundas S.P., Kovalenko V.I.</b> Adaptation of artificial neural networks for CUDA-technology application .....	109
<b>Mordachev V.I.</b> Terrestrial electromagnetic loading created by electromagnetic radiations of cellular base stations .....	116
<b>Al-Furaiji O.J., Kanapelka V.K., Tsviatkou V.Yu.</b> Sector localization, parameterization and identification of reference points based on corner coefficients for aligning the overlapping images .....	124

**ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОФИЗИКА, РАДИОТЕХНИКА, ИНФОРМАТИКА**

УДК 621.371:550.837.6

**ИЗМЕНЕНИЕ ОТРАЖАТЕЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АНИЗОТРОПНЫХ СРЕД ПРИ ВАРИАЦИЯХ ПАРАМЕТРОВ НАПОЛНИТЕЛЯ: ЛИНЕЙНАЯ ПОЛЯРИЗАЦИЯ**

Д.В. ГОЛОЛОБОВ, Е.Ю. ИВАНОВА, В.Б. КИРИЛЬЧУК

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П.Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь**Поступила в редакцию 16 апреля 2012*

Приведены результаты численного анализа частотных зависимостей модулей коэффициента отражения электромагнитной волны с линейными поляризациями от электродинамических параметров наполнителя анизотропной среды плазмаловодного типа. Проведено сравнение этих зависимостей для изотропного и анизотропного наполнителей. Установлены закономерности трансформаций частотных характеристик при фиксированных электродинамических параметрах потока частиц, пронизывающих магнитодиэлектрический наполнитель. Приведенные результаты могут стать основой для создания радиотехнических систем для обнаружения и идентификации анизотропных неоднородностей на фоне изотропной подстилающей среды.

*Ключевые слова:* электромагнитная волна, анизотропная среда, модуль коэффициента отражения, диэлектрическая проницаемость, удельная проводимость, резонансная частота.

**Введение**

В работе [1] проведены результаты исследований трансформаций отражательных характеристик анизотропной среды плазмаловодного типа (АСПТ) при частичных изменениях параметров потока частиц и магнитодиэлектрического наполнителя, позволяющие проводить приближенные оценки искажений спектральных характеристик отраженного сигнала. Полученные данные не позволяют сформулировать общие закономерности взаимодействия волн с различными поляризациями и АСПТ и установить отличия отражательных свойств от изотропной подстилающей среды.

Задачей настоящей статьи является сравнение отражательных характеристик АСПТ и изотропной среды при вариациях электродинамических параметров наполнителя при фиксированных параметрах потока частиц, пронизывающего среду, находящуюся в слабом стационарном магнитном поле.

Пространственно-параметрические условия задачи заключаются в следующем. Электромагнитная волна (ЭМВ) с линейной поляризацией и напряженностью электрического поля  $E_{\Pi}$  падает на границу раздела двух неограниченных сред с электродинамическими параметрами: верхнее с диэлектрической  $\epsilon_0$ , магнитной  $\mu_0$  проницаемостью, удельной проводимостью  $\sigma_0$  и нижнее с проницаемостями  $\epsilon_r$ ,  $\mu_r$  и проводимостью  $\sigma_r$ , а также конечными концентрациями электронов  $N_e$ , ионов  $N_u$  и частотами столкновений частиц  $v_{ee} = v_e$ ,  $v_{eu} = v_u$  (рис. 1). Волна падает на границу раздела под углом  $\theta_{\Pi} = 60^\circ$ , который отсчитывается от внешней нормали, совпадающей с осью  $OZ$ . В работе [2] было показано, что при использовании ЭМВ с линейной поляризацией именно при этом угле падения наблюдается максимальное поглощение волны. Отраженная ЭМВ характеризуется напряженностью электрического поля  $E_0$  с углом отражения  $\theta_0$ .

Вектор поля подмагничивания  $H_0$  лежит в плоскости  $XOZ$  и ориентирован перпендикулярно границе раздела двух сред. Электродинамическая модель анизотропной среды плазмподобного типа (АСПТ) характеризуется тензором диэлектрической проницаемости (ТДП) и не учитывает дисперсии параметров магнитодиэлектрического наполнителя.

$$\tilde{\epsilon} = \begin{vmatrix} \epsilon_1 & j\epsilon_2 & 0 \\ -j\epsilon_2 & \epsilon_1 & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_3 \end{vmatrix}, \quad (1)$$

где  $\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3$  – компоненты ТДП.

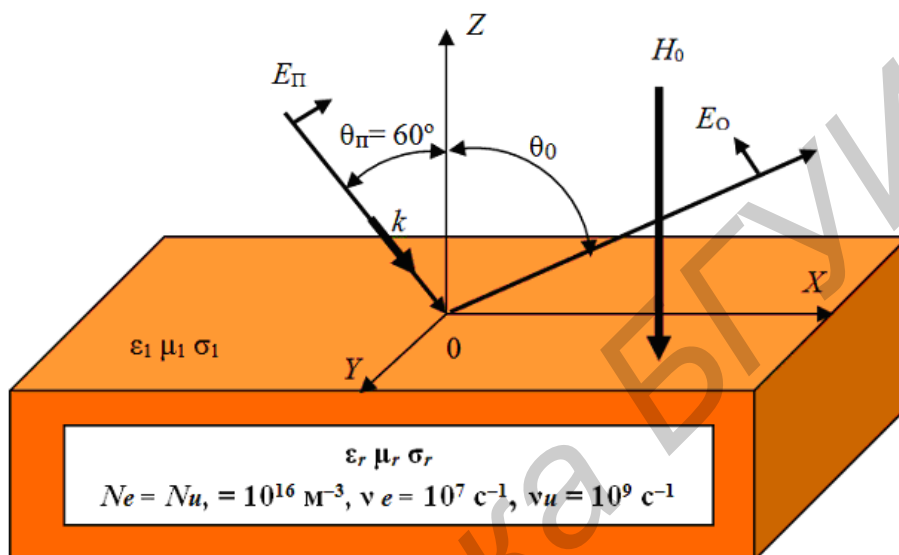


Рис. 1. Падение ЭМВ с вертикальной поляризацией на АСПТ

### Коэффициенты отражения АСПТ

При воздействии ЭМВ под произвольным углом  $\theta_{\Pi}$  на АСПТ с заданными электродинамическими параметрами напряженности падающей и отраженной волн оказываются связанными следующими выражениями.

1. Для вертикально поляризованной волны

$$E_O = \dot{R}_B E_{\Pi} + \dot{R}_{\text{ВГ}} E_{\Pi}, \quad (2)$$

где коэффициенты отражения для основной поляризации

$$\dot{R}_B = \frac{u_1 \cos \theta_{\Pi} + u_3 (\cos^2 \theta_{\Pi} - 1)}{u_2 \cos \theta_{\Pi} + u_3 (\cos^2 \theta_{\Pi} + 1)} = R_B \exp \varphi_B, \quad (3)$$

и кроссполяризованной компоненты

$$\dot{R}_{\text{ВГ}} = \frac{2(u_2 - 1)u_3 \cos \theta_{\Pi}}{u_2 \cos \theta_{\Pi} + u_3 (\cos^2 \theta_{\Pi} + 1)} = R_{\text{ВГ}} \exp j\varphi_{\text{ВГ}}. \quad (4)$$

Здесь  $u_{1,2} = \sqrt{\epsilon_R \epsilon_L} \pm 1$ ,  $u_3 = \sqrt{\epsilon_R} + \sqrt{\epsilon_L}$ ,  $u_4 = \epsilon_R + \epsilon_R \epsilon_L + \epsilon_L$ ;  $\dot{\epsilon}_R = \dot{\epsilon}_1 + \dot{\epsilon}_2$  и  $\dot{\epsilon}_L = \dot{\epsilon}_1 - \dot{\epsilon}_2$  – комбинационные элементы ТДП.

2. Для горизонтально поляризованной волны

$$E_{\Pi} = \dot{R}_T E_O + \dot{R}_{\text{ТВ}} E_O, \quad (5)$$

$$\dot{R}_T = \frac{u_4 \cos \theta_{\Pi} - u_2 (\cos^2 \theta_{\Pi} + 1)}{(u_2 \cos \theta_{\Pi} + u_3 (\cos^2 \theta_{\Pi} + 1))(1 + u_1)} = R_T \exp j\varphi_T, \quad (6)$$

$$\dot{R}_{ГВ} = \dot{R}_{БГ} = R_{ГВ} \exp j\varphi_{ГВ}. \quad (7)$$

При этом компоненты ТДП являются зависимыми от параметров потока частиц с равными концентрациями электронов и ионов  $N_e = N_u = N$ , пронизывающих плотный диэлектрический наполнитель, а также частот столкновения  $\nu_e$  и  $\nu_u$  [3].

Коэффициенты Френеля для ЭМВ с горизонтальной и вертикальной поляризацией в случае изотропной подстилающей среды определяются выражениями

$$\dot{R}_{Ги} = \frac{\cos\theta_{\Pi} - \sqrt{\dot{\epsilon}_r - \sin^2\theta_{\Pi}}}{\cos\theta_{\Pi} + \sqrt{\dot{\epsilon}_r - \sin^2\theta_{\Pi}}} = R_{Ги} \exp\varphi_{Ги}, \quad (8)$$

$$\dot{R}_{Ви} = \frac{\dot{\epsilon}_r \cos\theta_{\Pi} - \sqrt{\dot{\epsilon}_r - \sin^2\theta_{\Pi}}}{\dot{\epsilon}_r \cos\theta_{\Pi} + \sqrt{\dot{\epsilon}_r - \sin^2\theta_{\Pi}}} = R_{Ви} \exp\varphi_{Ви}, \quad (9)$$

где  $\dot{\epsilon}_r = \epsilon_r - j60\lambda\sigma_r$ . Как следует из (8)–(9), коэффициент отражения зависит от четырех параметров – угла падения, частоты, абсолютной диэлектрической проницаемости и удельной проводимости.

Таким образом, проводя численные оценки (3), (4), (6), (8), (9) при вариациях указанных параметров можно определить закономерности трансформации контрастов коэффициентов отражения ЭМВ двух видов линейной поляризации.

### **Численные исследования коэффициентов отражения при вариации диэлектрической проницаемости и проводимости наполнителя**

Результаты численных исследований частотных зависимостей коэффициентов отражения изотропной подстилающей среды при различных значениях диэлектрической проницаемости для ЭМВ с горизонтальной и вертикальной поляризациями приведены на рис. 2 а, б. Анализ сечений объемных частотных характеристик показывает, что наблюдается незначительное отличие модулей коэффициентов при всех значениях проницаемости равно  $\Delta R = 0,1$ . При этом большим значением обладает волна с горизонтальной поляризацией.

Анализ модулей коэффициентов Френеля для АСПТ (рис. 2 в, г) показывает следующее. Независимо от поляризации проявляется резонансное поглощение ЭМВ, причем частота с нулевым модулем уменьшается с ростом диэлектрической проницаемости по экспоненциальному закону. При горизонтальной поляризации резонансная частота изменяется резко, чем при вертикальной. В области частот больших резонансной наблюдается существенное отличие характера поведения модуля коэффициента отражения.

На основе отличий модулей коэффициента отражения как между двумя ортогональными линейными поляризациями, так и отдельными линейными для изотропной и анизотропной среды, могут быть предложены новые методы определения границ неоднородностей на подстилающем фоне. Одним из таких методов является метод альтернативных частот, основанный на сравнении электрических напряженностей поля, соответствующих частоте резонанса и частоте, выбранной вне резонансного отрезка [3]. Увеличение количества частот для регистрации границ неоднородности увеличивает информативность радиосистемы. Другой метод, апробированный на практике, основан на регистрации напряженностей поля фиксированной частоты на двух ортогональных линейно поляризованных ЭМВ.

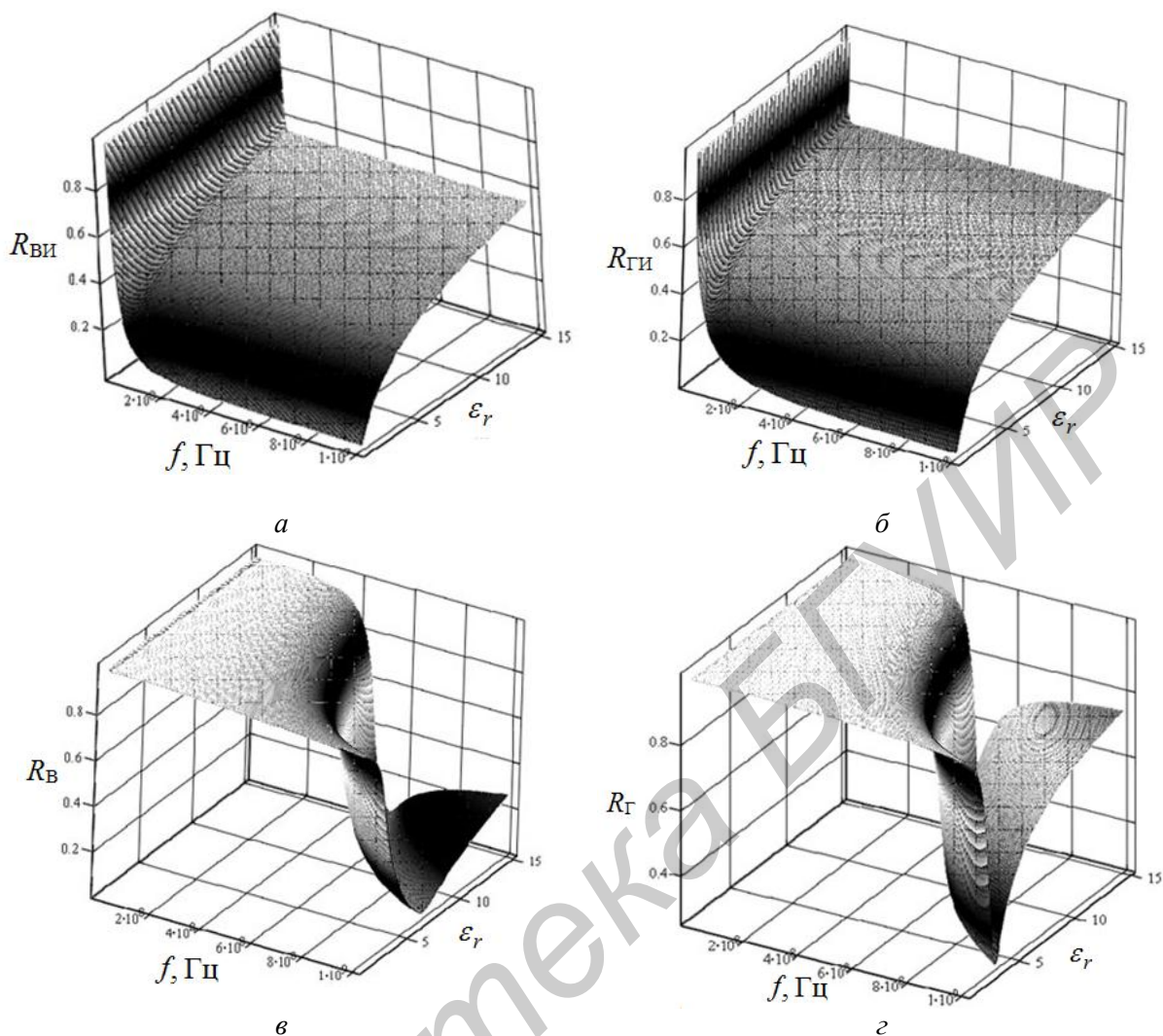


Рис. 2. Трансформация частотной характеристики модуля коэффициента отражения ЭМВ вертикальной (а, в) и горизонтальной (б, г) поляризации при вариации диэлектрической проницаемости изотропного (а, б) и анизотропного (в, г) наполнителя

Результаты численного анализа коэффициентов отражения ЭМВ линейной поляризации при вариациях удельной проводимости изотропного и анизотропного наполнителей приведены на рис. 3. Анализ сечений объемной частотной характеристики для изотропной среды (рис. 3 а, б) показывает, что при малых значениях проводимости коэффициент отражения не изменяется, но различается по поляризациям:  $R_{B_{\min}} = 0,48$  и  $R_{Г_{\min}} = 0,58$ . Как показывают ортогональные сечения приведенных характеристик, с увеличением  $\sigma_r$  происходит линейное возрастание минимального значения коэффициента отражения и его экспоненциальное уменьшение с ростом частоты.

При изменении удельной проводимости наполнителя АСПТ в пределах  $1 \dots 10^{-5}$  См/м наблюдается следующая динамика трансформации частотной характеристики: с уменьшением  $\sigma_r$  рассматриваемая зависимость из экспоненциально убывающей переходит в резонансную. При этом пороговым значением проводимости является  $\sigma_r = 10^{-2}$  См/м, для которой резонансная частота оказывается размытой. Дальнейшее уменьшение проводимости, начиная с  $\sigma_r = 10^{-3}$  См/м, не приводит к изменению резонансной кривой. Резонансы для вертикальной и горизонтальной поляризаций существенно отличаются. Так, если для  $\sigma_r = 10^{-3}$  См/м  $R_{B_{\min}} = 0$ , при  $f_{\text{резв}} = 115$  МГц, то  $R_{Г_{\min}} = 0,13$  при 9 МГц, т.е. отличие по частоте составляет  $\Delta f = 106$  МГц и по коэффициенту отражения  $\Delta R_{Г} = 0,13$ .



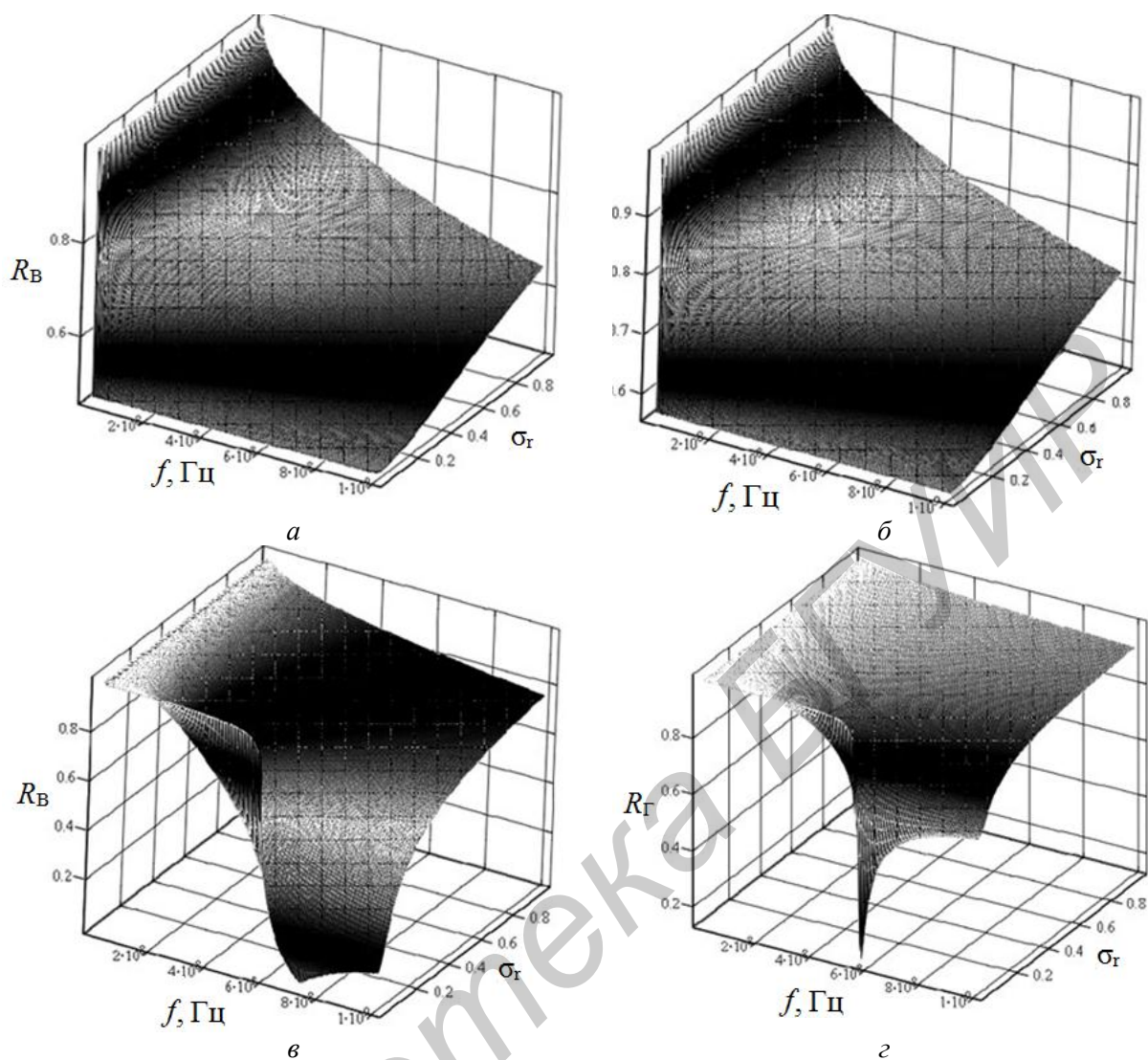


Рис. 3. Трансформация частотной характеристики модуля коэффициента отражения ЭМВ вертикальной (*a*, *в*) и горизонтальной (*б*, *г*) поляризации при вариации удельной проводимости изотропного (*a*, *б*) и анизотропного (*в*, *г*) наполнителя

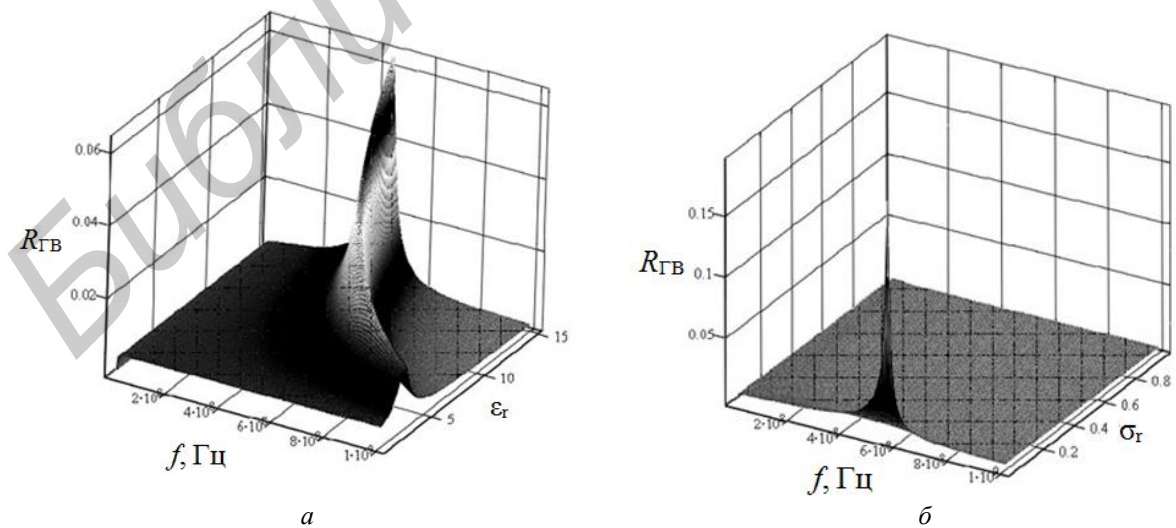


Рис. 4. Трансформация частотной характеристики модуля кроссполяризационной составляющей коэффициента отражения ЭМВ при вариации диэлектрической проницаемости (*a*) и проводимости (*б*) анизотропного наполнителя

Существенные отличия коэффициентов отражения АСПТ для ортогональных линейных поляризаций ЭМВ позволяют решать задачу идентификации (различения) слабоконтрастных сред. Для изотропных сред безусловным преимуществом является использование низкочастотных диапазонов, где наблюдаются хоть и незначительные, но отличия отражательных характеристик ЭМВ с учетом их равномерного контраста по виду поляризации. Для анизотропных сред просматривается стабильность резонансного взаимодействия ЭМВ при малых значениях проводимости на частотах, определяемых параметрами потока частиц [3].

Значение кроссполяризационной компоненты отражения ЭМВ (рис. 4) является незначительным, однако ее можно использовать для идентификации АСПТ. Анализ объемной частотной характеристики при вариации диэлектрической проницаемости свидетельствует о возрастании коэффициента отражения при росте численного значения проницаемости. В общем характеристика является резонансной и возрастание модуля отражения синхронизируется с экспоненциальным уменьшением резонансной частоты (рис. 4 а). При изменениях проводимости (рис. 4 б) резонансные свойства проявляются при очень малых ее значениях, а для остальных значений влияние на модуль коэффициента отражения отсутствует.

### Результаты и их обсуждение

В результате исследования влияния электродинамических параметров на модуль коэффициента отражения установлены закономерности влияния вида поляризации, диэлектрической проницаемости и проводимости наполнителя АСПТ на частотные смещения минимума коэффициента отражения ЭМВ. Доминирующие частоты кроссполяризационной составляющей электромагнитного поля не коррелируются с частотами резонансов коэффициента отражения для ортогональных линейных поляризаций. Данную информационную составляющую следует использовать при идентификации АСПТ, регистрируя ее в дополнительном вспомогательном канале радиосистемы.

Полученные результаты численных исследований позволяют проводить оценку трансформаций спектров сигналов, используемых для поиска АСПТ.

В состав радиотехнической системы или комплекса необходимо включать устройства, позволяющие определять примерные электродинамические параметры подстилающей среды (желательно изотропной). Представленный в статье массив данных может послужить основой для создания блока опорных сведений о взаимосвязи электродинамических параметров наполнителя и резонансной частоты взаимодействия воздействующей волны с заданными пространственными характеристиками и АСПТ. После сравнения измеренной и опорной информации вырабатывается команда, обеспечивающая поправку пространственно-временных параметров сигнала для решения задачи обнаружения анизотропного объекта.

Помимо этого для повышения уровня достоверности идентификации анизотропных объектов необходимо создавать дополнительный (вспомогательный) канал, обеспечивающий обработку сверхмалой информации, формируемой малыми электромагнитными полями в АСПТ.

## CHANGE OF REFLECTIVE CHARACTERISTICS OF ANISOTROPIC ENVIRONMENTS AT VARIATIONS OF PARAMETERS OF THE FILLER: LINEAR POLARIZATION

D.V. GOLOLOBOV, E.Yu. IVANOVA, V.B. KIRILCHUK

### Abstract

Results of numerical analysis of the frequency dependences coefficient module the reflection of electromagnetic waves with linear polarizations of the electrodynamic parameters of anisotropic medium plasma of this kind. A comparison of these curves for an isotropic and anisotropic fillers. The regularities transformations for fixed frequencies characteristics of the electrodynamic parameters of

a stream of particles that penetrate a magnet the dielectric filler. Foregoing results can be the basis for the creation of radio systems for the detection and identification of anisotropic heterogeneities on the background underlying isotropic medium.

#### Список литературы

1. Гололобов Д.В., Завадский С.А., Кирильчук В.Б. // Докл. БГУИР. 2010, №3(57). С. 50–55.
2. Гололобов Д.В. // Радиоэлектроника интеллектуальных транспортных систем. 2010. Вып.3. С. 88–99.
3. Гололобов Д.В. Взаимодействие электромагнитных волн и углеводородных залежей. Мн. 2009.

Библиотека БГУИР

УДК 621.3.049.77-048.24:537.2

## КОНТРОЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОГО РАЗРЯДА

Г.А. ПИСКУН, В.Ф. АЛЕКСЕЕВ

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

*Поступила в редакцию 14 мая 2012*

Экспериментально исследовано воздействие электростатических разрядов на микроконтроллеры типа AT89C51RC. Установлено, что ухудшение программного кода, инсталлированного во *flash*-память, наступает при значениях напряжения на 3,06% меньше, чем критическое. Предложена методика контроля функционирования микроконтроллеров при воздействии на них электростатических разрядов с помощью тестовых программ.

*Ключевые слова:* микропроцессорная техника, микроконтроллер, контроль, функционирование, электростатический разряд, тестовая программа, методика.

### Введение

Широкая область применения микропроцессорной техники, построенной на базе микроконтроллеров (МК), которые имеют повышенную чувствительность к воздействию электростатических разрядов (ЭСР), выдвигают задачу обеспечения периодического контроля функционирования и поиска возникших дефектов на одно из первых мест [1].

В настоящее время известно множество методов оценки степени работоспособности и поиска дефектов в МК при воздействии на них ЭСР [2,3]. Подробный анализ данных методов показывает, что наряду с множеством определенных достоинств они обладают рядом существенных недостатков. Это обусловлено, в первую очередь, тем, что они предусматривают процедуру определения значения напряжения разряда статического электричества, при котором происходит катастрофическое повреждение МК с полной утратой запрограммированных функций [4].

В данной статье авторами показано, что ухудшение качества функционирования МК наступает при значениях напряжения ЭСР не являющихся критическими, что, в свою очередь, может привести к ложным срабатываниям радиоэлектронных средств.

### Структура микроконтроллеров

Микроконтроллеры являются специализированными микропроцессорами, которые ориентированы на реализацию устройств управления, встраиваемых в разнообразную микропроцессорную технику. Современные МК представляют собой законченную микропроцессорную систему обработки информации, которая реализована в виде одной большой интегральной микросхемы.

Характерной особенностью структуры МК является объединение в пределах одного полупроводникового кристалла основных функциональных блоков микропроцессорной управляющей системы: центральный процессор (ЦПУ), постоянное запоминающее устройство (ПЗУ), оперативное запоминающее устройство (ОЗУ), периферийные устройства для ввода и вывода информации (УВВ) [5].

Широкое разнообразие моделей МК обусловлено их модульным принципом построения. Этот принцип объясняет то, что все МК одного семейства содержат в себе базовый функциональный блок, который одинаков для всех МК семейства, и изменяемый функциональный блок, который отличает МК разных моделей в пределах одного семейства (рис. 1).

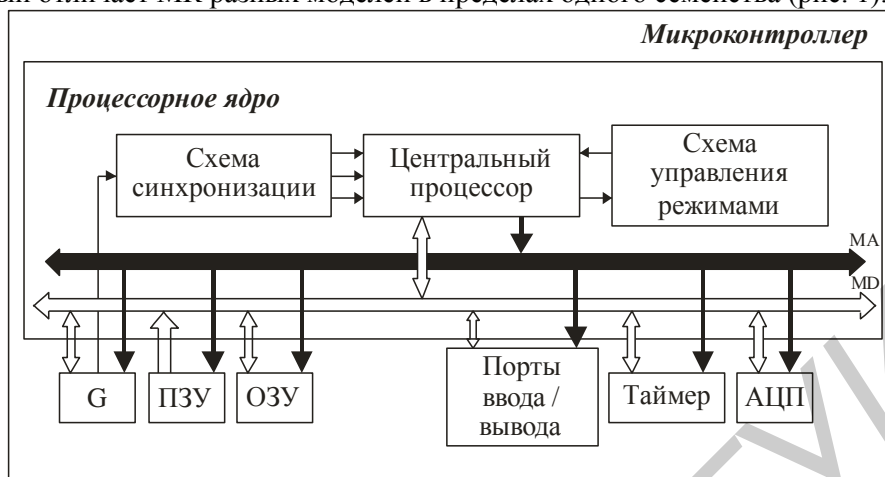


Рис. 1. Модульная структура МК

Базовый функциональный блок включает: центральный процессор; внутренние магистрали адреса, данных и управления; схему формирования многофазной импульсной последовательности для тактирования центрального процессора и межмодульных магистралей; устройство управления режимами работы МК, такими как активный режим, в котором МК выполняет прикладную программу, режимы пониженного энергопотребления, в один из которых МК переходит, если по условиям работы выполнение программы может быть приостановлено, состояния начального запуска (сброса) и прерывания. Базовый функциональный блок принято называть процессорным ядром МК.

Изменяемый функциональный блок включает модули различных типов памяти, модули периферийных устройств, модули встроенных генераторов синхронизации и некоторые дополнительные модули специальных режимов работы МК (модули контроля за напряжением питания и ходом выполнения программы; модули внутрисхемной отладки и программирования).

### Методика контроля функционирования МК при воздействии электростатического разряда

При контроле функционирования МК, подвергнутого воздействию ЭСР, необходимо решить следующие две задачи [6]:

- обеспечить достаточную полноту тестирования;
- определить функциональные блоки (ФБ), ответственные за возникновение отказа.

Для чистоты эксперимента и обеспечения достаточной полноты тестирования эксперимент проводился в двух областях (см. рис. 2):

1. Область воздействия ЭСР на МК;
2. Область тестирования МК.

В соответствии с требованиями [7] воздействие ЭСР на МК осуществлялось в специализированной лаборатории. Методика воздействия ЭСР на МК типа AT89C51RC приведена в [8].

В данной области проводилось тестирование всех ФБ, входящих в состав исследуемого МК. Для этого на языке Ассемблера были разработаны тестовые программы (ТП), набор которых хранится на персональном компьютере, совместно со специализированной прикладной программой для управления программатором.

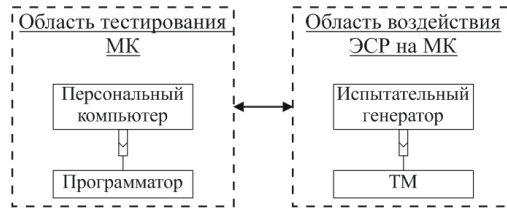


Рис. 2. Схема взаимодействия областей тестирования МК и воздействия ЭСР на МК

Испытуемый микроконтроллер AT89C51RC был представлен в виде процессорного ядра (блоки ФБ<sub>1</sub>...ФБ<sub>9</sub>), внутренней памяти (блоки ФБ<sub>10</sub>...ФБ<sub>12</sub>) и набора периферийных модулей: ФБ<sub>13</sub> (блок интерфейса с внешней памятью (порты ввода-вывода 0 и 2)); ФБ<sub>14</sub> (порт ввода-вывода 1); ФБ<sub>15</sub> (порт ввода-вывода 3); ФБ<sub>16</sub> (таймер 0); ФБ<sub>17</sub> (таймер 1); ФБ<sub>18</sub> (таймер 2) и ФБ<sub>19</sub> (сторожевой таймер) [9].

Разработанный набор ТП обеспечивает следующую последовательность тестирования ФБ в составе МК (табл. 1).

Таблица 1. Последовательность тестирования ФБ МК

№ ТП	Область тестирования	№ функционального блока
ТП <sub>1</sub>	тестирование портов ввода-вывода	ФБ <sub>1</sub> , ФБ <sub>2</sub> , ФБ <sub>5</sub> , ФБ <sub>9</sub> ...ФБ <sub>11</sub> , ФБ <sub>13</sub> ...ФБ <sub>15</sub>
ТП <sub>2</sub>	тестирование регистра-аккумулятора	ФБ <sub>1</sub> , ФБ <sub>2</sub> , ФБ <sub>5</sub> , ФБ <sub>9</sub> ...ФБ <sub>11</sub> , ФБ <sub>13</sub> ...ФБ <sub>15</sub>
ТП <sub>3</sub>	тестирование регистра расширения аккумулятора	ФБ <sub>1</sub> , ФБ <sub>2</sub> , ФБ <sub>5</sub> , ФБ <sub>9</sub> ...ФБ <sub>11</sub> , ФБ <sub>13</sub> ...ФБ <sub>15</sub>
ТП <sub>4</sub>	тестирование ОЗУ	ФБ <sub>1</sub> , ФБ <sub>2</sub> , ФБ <sub>5</sub> , ФБ <sub>9</sub> ...ФБ <sub>11</sub> , ФБ <sub>13</sub> ...ФБ <sub>15</sub>
ТП <sub>5</sub>	тестирование АЛУ	ФБ <sub>1</sub> , ФБ <sub>2</sub> , ФБ <sub>5</sub> , ФБ <sub>9</sub> ...ФБ <sub>11</sub> , ФБ <sub>13</sub> ...ФБ <sub>15</sub>
ТП <sub>6</sub>	тестирование блока умножения/деления	ФБ <sub>1</sub> , ФБ <sub>2</sub> , ФБ <sub>5</sub> , ФБ <sub>8</sub> ...ФБ <sub>11</sub> , ФБ <sub>13</sub> ...ФБ <sub>15</sub>
ТП <sub>7</sub>	тестирование контроля состояния и выполнения ветвлений	ФБ <sub>1</sub> ...ФБ <sub>3</sub> , ФБ <sub>5</sub> , ФБ <sub>9</sub> ...ФБ <sub>11</sub> , ФБ <sub>13</sub> ...ФБ <sub>15</sub>
ТП <sub>8</sub>	тестирование выполнения битовых операций	ФБ <sub>1</sub> , ФБ <sub>2</sub> , ФБ <sub>5</sub> , ФБ <sub>7</sub> , ФБ <sub>9</sub> ...ФБ <sub>11</sub> , ФБ <sub>13</sub> ...ФБ <sub>15</sub>
ТП <sub>9</sub>	тестирование прерываний	ФБ <sub>1</sub> ...ФБ <sub>5</sub> , ФБ <sub>9</sub> ...ФБ <sub>11</sub> , ФБ <sub>13</sub> ...ФБ <sub>15</sub>
ТП <sub>10</sub>	тестирование таймерного блока	ФБ <sub>1</sub> ...ФБ <sub>5</sub> , ФБ <sub>9</sub> ...ФБ <sub>11</sub> , ФБ <sub>13</sub> ...ФБ <sub>18</sub>
ТП <sub>11</sub>	тестирование сторожевого таймера	ФБ <sub>1</sub> ...ФБ <sub>5</sub> , ФБ <sub>9</sub> ...ФБ <sub>11</sub> , ФБ <sub>13</sub> ...ФБ <sub>15</sub> , ФБ <sub>17</sub> , ФБ <sub>19</sub>
ТП <sub>12</sub>	тестирование внутренней памяти	ФБ <sub>1</sub> ...ФБ <sub>5</sub> , ФБ <sub>9</sub> ...ФБ <sub>15</sub> , ФБ <sub>17</sub> ...ФБ <sub>19</sub>

Таким образом, общий алгоритм функционального тестирования микроконтроллера AT89C51RC можно представить следующим образом (рис. 3).

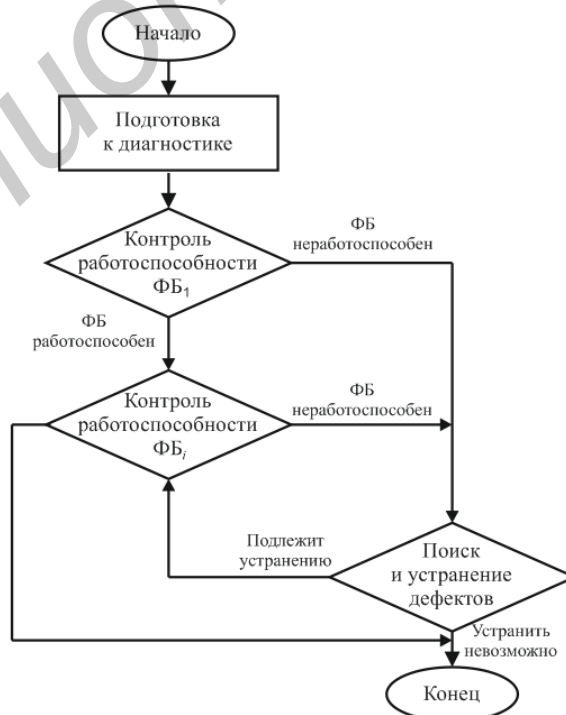


Рис. 3. Алгоритм функционального тестирования микроконтроллеров

## Подготовка к проведению эксперимента

Для проведения эксперимента был разработан тестовый модуль (ТМ), который позволяет контролировать правильность выполнения запрограммированных в МК функций. Схема подключения данного модуля представлена на рис. 4.

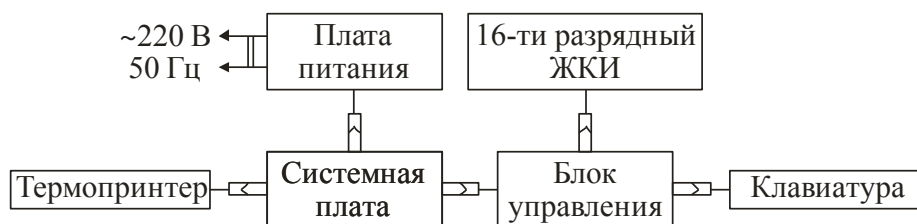


Рис. 4. Схема подключения тестового модуля

Составные части ТМ выполнены в виде следующих функционально законченных взаимозаменяемых блоков.

1. Клавиатура. Используемая клавиатура кнопочного типа предназначена для ввода информации в ТМ при выполнении запрограммированных в МК операций. Нажатие клавиш сопровождается звуковым сигналом. Нарушение последовательности нажатия или нажатие на две и более клавиши одновременно не приводит к нарушению работоспособности ТМ.

2. Термопринтер (ТП). В качестве ТП в ТМ использовано термопечатающее устройство, принцип работы которого основан на изменении цвета термочувствительного слоя, нанесённого на бумажную основу, под воздействием нагрева.

3. Жидкокристаллический индикатор 16-ти разрядный. Индикаторное табло предназначено для отображения вводимых данных, результатов вычислений, режимов работы ТМ, текущего времени и даты, характера неисправностей, причин блокировок, программируемой и другой информации.

4. Электропитание ТМ. Тестовый модуль питается автономно от встроенной аккумуляторной батареи типа А506-6В/1,2 Аh напряжением от 6,0 В до 6,9 В. Напряжение с АБ подаётся на системную плату через выключатель питания.

В ТМ предусмотрена возможность питания от сети переменного тока напряжением 220 В частотой 50 Гц посредством внешнего нестабилизированного источника (блока питания) с выходным постоянным напряжением  $9 \div 12$  В, допустимым током нагрузки не менее 0,5 А и соответствующим выходным разъёмом.

5. Системная плата (СП). На СП размещены следующие узлы:

- линейный стабилизатор напряжения +5В для питания логической части схемы модуля, выполненный на микросхеме 78L05 (КР142ЕН5);
- схема зарядки АБ стабилизированным током 0,25 А, выполнена на микросхеме КР142ЕН22;
- схема управления шаговым двигателем и термопечатающей головкой ТП;
- схема контроля обрыва бумаги;
- схема звуковой сигнализации;
- часовая микросхема с литиевым элементом питания;
- схема контроля напряжения АБ с порогом включения  $(5,1 \pm 1,0)$  В.

Напряжение для питания нагревательных элементов ТП и обмоток шагового двигателя подаётся непосредственно от АБ без стабилизации и включается в ТМ программно на время работы ТП.

6. Блок управления (БУ). Блок управления предназначен для обработки данных и команд, вводимых с клавиатуры, управления работой составных частей аппарата, управления визуальным отображением информации и печатью.

Управление БУ осуществляется с помощью программного кода, хранящегося во внутреннем ПЗУ МК AT89C51RC. Используемый МК представляет собой восьмибитный МК с 32-мя Кб flash-памяти и выполненный в сорокавыводном пластмассовом корпусе типа MCS-51 по КМОП технологии.

## Экспериментальные результаты и их обсуждение

Контроль ФБ МК осуществлялся по истечении воздействия разряда статического электричества на контактные выводы МК [8–9]. После прохождения всего набора ТП производился перезапуск МК сигналом *Reset*, формируемым тестовым модулем, после чего полный цикл тестирования повторяется.

В табл. 2 представлена матрица результатов тестирования ФБ<sub>1</sub>...ФБ<sub>9</sub>, полученная при напряжении ЭСР 6,4 кВ. При этом напряжении не было обнаружено отказов функциональных блоков при выполнении тестовых программ.

Таблица 2. Матрица результатов тестирования ФБ<sub>1</sub>...ФБ<sub>9</sub> МК типа АТ89С51РС при напряжении ЭСР 6,4 кВ («0» – тест не выполнен; «1» – тест выполнен)

Тестовая программа	ФБ <sub>1</sub>	ФБ <sub>2</sub>	ФБ <sub>3</sub>	ФБ <sub>4</sub>	ФБ <sub>5</sub>	ФБ <sub>6</sub>	ФБ <sub>7</sub>	ФБ <sub>8</sub>	ФБ <sub>9</sub>
ТП <sub>1</sub>	1	1			1				1
ТП <sub>2</sub>	1	1			1				1
ТП <sub>3</sub>	1	1			1				1
ТП <sub>4</sub>	1	1			1				1
ТП <sub>5</sub>	1	1			1				1
ТП <sub>6</sub>	1	1			1			1	1
ТП <sub>7</sub>	1	1	1		1				1
ТП <sub>8</sub>	1	1			1		1		1
ТП <sub>9</sub>	1	1	1	1	1				1
ТП <sub>10</sub>	1	1	1	1	1				1
ТП <sub>11</sub>	1	1	1	1	1				1
ТП <sub>12</sub>	0	0	0	0	0				0
Результат теста	1	1	1	1	1	1	1	1	1

В табл. 3 представлена матрица результатов тестирования ФБ<sub>10</sub>...ФБ<sub>19</sub>, полученная при напряжении ЭСР 6,4 кВ. При этом напряжении был обнаружен отказ ФБ<sub>12</sub> при выполнении ТП<sub>12</sub> (тестирования *flash*-памяти).

Таблица 3. Матрица результатов тестирования ФБ<sub>10</sub>...ФБ<sub>19</sub> МК типа АТ89С51РС при напряжении ЭСР 6,4 кВ («0» – тест не выполнен; «1» – тест выполнен)

Тестовая программа	ФБ <sub>10</sub>	ФБ <sub>11</sub>	ФБ <sub>12</sub>	ФБ <sub>13</sub>	ФБ <sub>14</sub>	ФБ <sub>15</sub>	ФБ <sub>16</sub>	ФБ <sub>17</sub>	ФБ <sub>18</sub>	ФБ <sub>19</sub>
ТП <sub>1</sub>	1	1		1	1	1				
ТП <sub>2</sub>	1	1		1	1	1				
ТП <sub>3</sub>	1	1		1	1	1				
ТП <sub>4</sub>	1	1		1	1	1				
ТП <sub>5</sub>	1	1		1	1	1				
ТП <sub>6</sub>	1	1		1	1	1				
ТП <sub>7</sub>	1	1		1	1	1				
ТП <sub>8</sub>	1	1		1	1	1				
ТП <sub>9</sub>	1	1		1	1	1				
ТП <sub>10</sub>	1	1		1	1	1	1	1	1	
ТП <sub>11</sub>	1	1		1	1	1		1		1
ТП <sub>12</sub>	0	0	0	0	0	0		0	0	0
Результат теста	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1

Выход из строя только одного модуля («модуля памяти») обусловлен спецификой его организации. Данный модуль исследуемого МК, строится на базе энергонезависимой памяти типа *flash* и *EEPROM*, обладающий не только режимами хранения и чтения информации, которая была записана до начала эксперимента на этапе программирования, но и режимы стирания и программирования под управлением прикладной программы. Вследствие этого энергонезависимая память типа *flash* и *EEPROM* требует управления режимами работы, для чего снабжена дополнительными схемами управления, а именно: массив ячеек памяти, доступных для чтения, стирания, и записи информации, строится с помощью дополнительных аналоговых и цифровых схемы управления [10].

Таким образом, из-за введения дополнительных схем управления и организации их на кристалле делает данный функциональный блок наиболее чувствительным к воздействию ЭСР, чем другие.



Полученные результаты показывают эффективность применения данной методики для диагностики функциональных отказов МК при проведении испытаний на устойчивость к воздействию ЭСР.

### **Заключение**

Выполнен анализ воздействия ЭСР на инсталлированный программный код во встроенную *flash*-память микроконтроллера. Впервые установлено, что в МК при воздействии ЭСР напряжением меньше критического на 3,06% происходят повреждения, что, в свою очередь, может привести к некорректному срабатыванию и выполнению запрограммированных функций. Определено, что изменение программного кода обусловлено неэффективной защитой от воздействия импульсных разрядов статического электричества, которая организована на полупроводниковом кристалле.

Предложено использование методики функционального контроля МК при анализе последствий, вызванных воздействием ЭСР на МК, построенного на базе разбиения исследуемого МК на функциональные блоки. Разработана методика определения области сохранения работоспособности МК при воздействии импульсных разрядов статического электричества, основанная на применении наиболее адекватной модели с оптимизированными параметрами. Показано, что данная методика имеет эффективность прогноза в рамках рассматриваемых функциональных блоков выше, чем ранее предложенные методики, и позволяет определить область сохранения работоспособности полупроводниковых структур при воздействии ЭСР.

## **CONTROL OF MICROCONTROLLER UNDER THE INFLUENCE OF ELECTROSTATIC DISCHARGE**

G.A. PISKUN, V.F. ALEXEEV

### **Abstract**

Since the built-in flash-memory microcontroller is an installed program code, we performed an analysis of its resistance to ESD. It was found that the code is damage when exposed to ESD voltage of less critical by 3.06%. This can lead to incorrect triggering and implementing programmed functions. It was determined that changes in the code is not only due to effective protection from exposure to pulsed discharges of static electricity, as well as the number of impacts. Effects caused by exposure to ESD MC were identified by dividing the test on the IC functional blocks and proposed methods of functional control of the MC. Procedure was developed for determining conservation performance IC, based on applying the most efficient model with optimized parameters. It was proved that this method is more efficient and perfect in the consideration of functional units, and allows to define the scope of preserving the integrity of semiconductor structures when exposed to ESD.

### **Список литературы**

1. *Портнягин Н.Н., Пюкке Г.А.* Теория и методы диагностики судовых электрических средств автоматизации. Петропавловск-Камчатский, 2003.
2. ОСТ 11 073.013 – 2008 Микросхемы интегральные. Методы испытаний. Методы электрических испытаний. Часть 7
3. ОСТ 11 073.043 – 75. Приборы полупроводниковые и микросхемы интегральные. Контроль неразрушающий. Метод контроля качества с помощью *m*-характеристик.
4. ГОСТ 27.310-95 Надежность в технике. Анализ видов, последствий и критичности отказов. Основные положения.
5. *Е.К. Александров и др.* Микропроцессорные системы: Учебное пособие для вузов. СПб, 2002.
6. *Лебедев А.В., Шагури И.И.* // Инженерная физика. 2008, №2.

7. СТБ МЭК 61000-4-2-2006 Электромагнитная совместимость Часть 4-2. Методы испытаний и измерения. Испытания на устойчивость к электростатическим разрядам.
8. Пискун Г.А., Алексеев В.Ф., Силков Н.И. и др. // Докл. БГУИР. 2011, № 5 (59). С. 5–12.
9. Пискун Г.А., Алексеев В.Ф. // Вестник РГРТУ. 2012, № 2 (40). С. 34–40.
10. Бродин В.Б., Калинин А.В. Системы на микроконтроллерах и БИС программируемой логики. М., 2002.

УДК 535.232.14

## МЕТОД АНАЛИЗА И РАСЧЕТА ХАРАКТЕРИСТИК СПЕКТРАЛЬНОЙ ЯРКОСТИ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ

О.В. БОЙПРАВ, Д.В. СТОЛЕР, Т.В. БОРБОТЬКО

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

Поступила в редакцию 15 мая 2012

Описан метод расчета и анализа спектральной яркости композиционных материалов, состоящих из компонентов, взятых в различных пропорциях, с известными оптическими свойствами.

*Ключевые слова:* диоксид титана, индикатриса рассеяния, композиционные материалы, коэффициент спектральной яркости, оптический диапазон длин волн, спектральный сигнал, шунгит.

### Введение

Композиционные материалы находят широкое применение в различных областях техники. Их свойства зависят от выбора исходных компонентов и технологии совмещения, призванной обеспечить прочную связь между компонентами при сохранении их первоначальных характеристик. В результате соединения армирующих элементов и матрицы формируется комплекс свойств композита, не только отражающий исходные характеристики его компонентов, но и включающий свойства, которыми изолированные компоненты не обладают. Таким образом, создание композиционных материалов с новым комплексом свойств для различных областей применения представляется весьма актуальной проблемой.

Одной из характеристик композиционных материалов являются спектрально-поляризационные свойства, которые обуславливают их взаимодействие с электромагнитным излучением оптического диапазона. При формировании композита с требуемыми спектральными характеристиками в целях снижения расхода материалов выбор соотношения исходных компонентов должен осуществляться теоретическим путем, что требует наличия определенных расчетных методов, отличающихся точностью, быстротой и простотой реализации.

Цель работы заключается в разработке метода вычисления спектральных характеристик композиционных материалов, формируемых на основе компонентов (полимерное связующее и мелкодисперсный наполнитель) с известными значениями спектральной яркости.

### Методика проведения эксперимента

В качестве компонентов для синтеза композиционных материалов с заданными оптическими свойствами были взяты прозрачный силикон, диоксид титана и шунгит. Диоксид титана представлял собой мелкодисперсный однородный порошок белого цвета с размером частиц 10 мкм. Шунгит был размолот в лабораторных условиях до порошкообразного состояния и размера фракций 10 мкм. Цвет шунгитового порошка – черный.

Исследование оптических свойств компонентов проводилось в видимом и ближнем инфракрасном диапазонах длин волн – 370...2500 нм. Значения длин волн из указанного диапазона выбирались с шагом 2,2 нм.

Схема измерительной установки приведена на рис. 1 [1]. Установка включала в себя гониометр Г–5 (1), в который помещался исследуемый объект (5), спектрометрический прибор ПСР-02 (2), персональный компьютер (3), поляризационную насадку (4), диафрагму (6), коллиматор (7), систему охлаждения (8), галогеновую лампу КГМ–250 (9), блок питания СНП-40 (10).

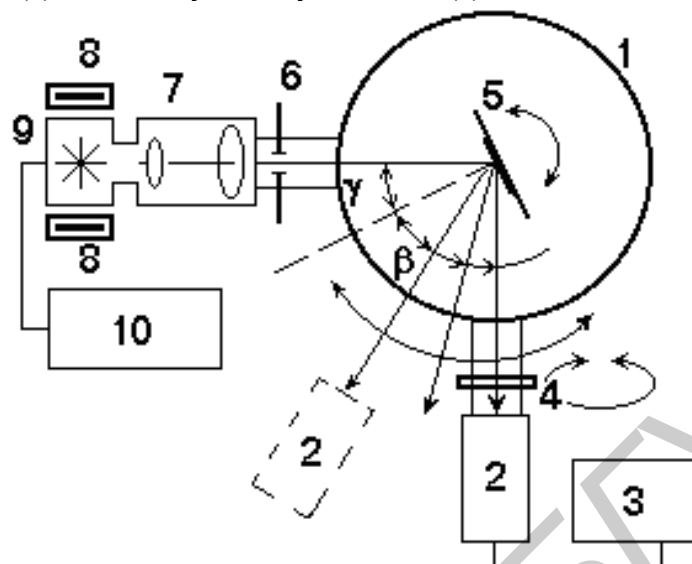


Рис. 1. Схема измерительной установки

Спектрометрический прибор ПСР-02 позволял регистрировать спектральную плотность энергетической яркости (СПЭЯ) исследуемого образца, а при использовании поляризационной насадки – СПЭЯ при различных положениях оси поляроида. Галогеновая лампа КГМ–250 применялась в качестве источника света. Угол падения коллимированного пучка света на исследуемый объект составлял  $45^\circ$ , а углы наблюдения –  $45^\circ$  и  $65^\circ$ . Значения углов падения и наблюдения отсчитывались от нормали к плоскости исследуемого объекта. Полученные данные были применены для вычисления КСЯ.

КСЯ представляет собой величину, которая характеризует пространственное распределение спектральной яркости отражающей поверхности и равна отношению яркости данной поверхности в заданном направлении к яркости идеально рассеивающей поверхности с единичным коэффициентом отражения и освещенной так же, как и данная поверхность.

В качестве идеально рассеивающей поверхности использовалась пластина молочного стекла МС–20 толщиной 10 мм. Для данного материала были получены спектры отражения при условиях измерений, аналогичных условиям измерений для исследуемых образцов. На основании полученных результатов был произведен расчет КСЯ, согласно формуле

$$\rho(\lambda, \theta, \varphi) = \frac{R_{об}(\lambda, \theta, \varphi)}{R_{МС}(\lambda, \theta, \varphi)},$$

где  $R_{об}(\lambda, \theta, \varphi)$  и  $R_{МС}(\lambda, \theta, \varphi)$  – спектральные сигналы заданной длины волны, отраженные от исследуемого объекта и молочного стекла соответственно,  $\lambda$  – длина отраженной волны,  $\theta$  – угол падения света,  $\varphi$  – угол наблюдения отраженных сигналов.

### Результаты и их обсуждение

На основе результатов проведенных измерений получены зависимости КСЯ прозрачно-го силикона, диоксида титана и шунгита от длины падающей волны диапазона 370...2400 нм при углах наблюдения  $45^\circ$  и  $65^\circ$ . Графики этих зависимостей приведены на рис. 2–4 соответственно (кривые 1 соответствуют углу наблюдения  $45^\circ$ , кривые 2 – углу наблюдения  $65^\circ$ ).

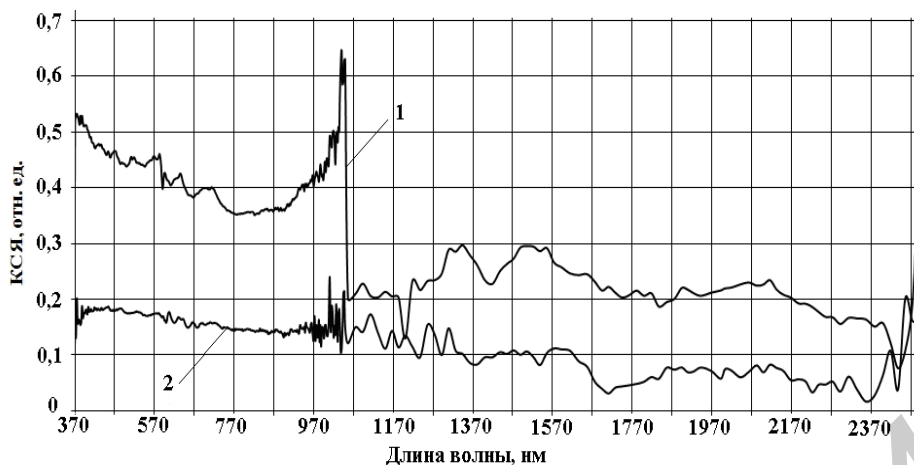


Рис. 2. Зависимость КСЯ прозрачного силикона от длины волны

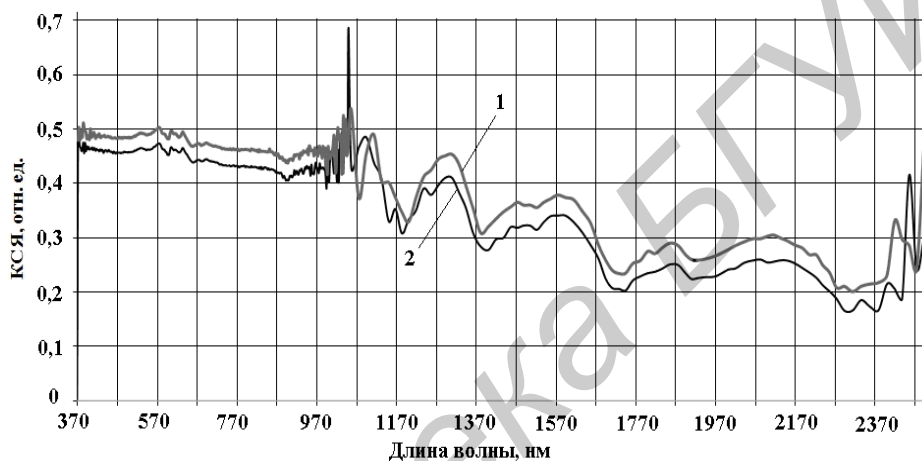


Рис. 3. Зависимость КСЯ диоксида титана от длины волны

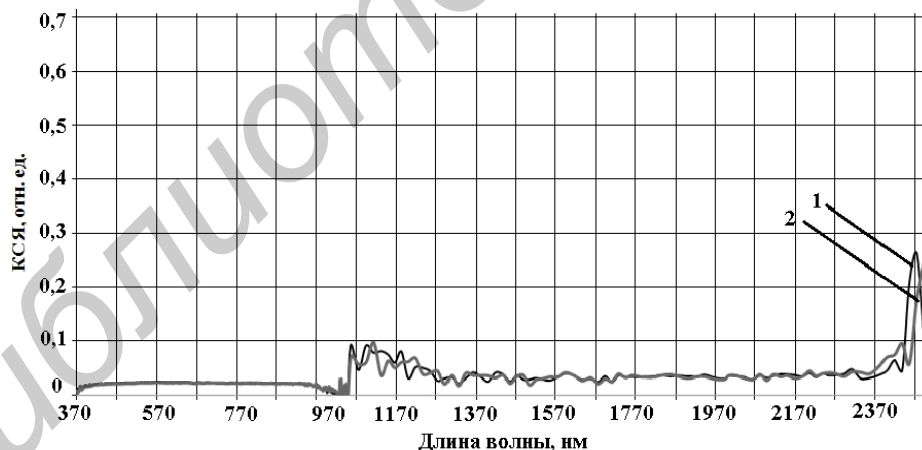


Рис. 4. Зависимость КСЯ шунгита от длины волны

В результате смешивания прозрачного силикона с порошкообразными диоксидом титана, шунгитом либо иным мелкодисперсным порошком должен получаться композиционный материал, значения КСЯ которого пропорциональны сумме КСЯ выбранных компонентов:

$$\rho_{\text{KM}}(\lambda, \theta, \varphi) = K \cdot (\rho_{\text{C}}(\lambda, \theta, \varphi) + \rho_{\text{П}}(\lambda, \theta, \varphi)),$$

где  $\rho_{\text{C}}(\lambda, \theta, \varphi)$ ,  $\rho_{\text{П}}(\lambda, \theta, \varphi)$ ,  $\rho_{\text{KM}}(\lambda, \theta, \varphi)$  – значения КСЯ связующего вещества, порошка и полученного в результате смешивания этих компонентов композиционного материала соответственно,  $K$  – коэффициент пропорциональности, определяемый физическими

характеристиками порошка и его объемным содержанием в синтезируемом композиционном материале,  $0 < K < 1$ .

Значение коэффициента  $K$  так же, как и КСЯ, для композиционного материала зависит от его состава, влажности, текстуры, структуры поверхности, а также цвета порошкообразного наполнителя. В частности, добавление в силикон порошка приводит к сокращению содержания в нем влаги, что обуславливает уменьшение показателя преломления (с  $n=1,4$  до  $n=1,2\dots1,3$ ) и увеличение показателя поглощения. Оба эффекта приводят к снижению КСЯ, а значит, и снижению коэффициента  $K$ .

Текстура материала характеризуется соотношением в нем частиц различных размеров. Увеличение содержания в материале частиц малых размеров приводит к уменьшению КСЯ, обусловленному увеличением многократного внутреннего рассеяния света. В рассматриваемом случае в силикон добавляется порошок с одинаковым размером частиц, следовательно, текстура синтезируемого композиционного материала является однородной [2].

Влияние микрорельефа поверхности материала на величину КСЯ обусловлено изменением площади, занимаемой тенями. Увеличение шероховатости поверхности силикона вследствие добавления в него порошка приводит к увеличению доли этой площади и, следовательно, к уменьшению КСЯ. Для оценки шероховатости поверхности применяются критерий Рэля [3]. Согласно этому критерию, поверхность считается гладкой, если

$$h \leq \frac{\lambda}{16 \cdot \cos \theta},$$

где  $h$  – высота шероховатости,  $\theta$  – угол падения света, составляющий в рамках рассматриваемого исследования  $45^\circ$ .

Следовательно, поверхность композиционных материалов, синтезируемых на основе порошков диоксида титана и шунгита с размером фракций 10 мкм, будет считаться шероховатой относительно  $\lambda \leq 113,1$  мкм. Диапазон длин волн, выбранный для проведения исследований, удовлетворяет указанному условию.

Кроме того, КСЯ зависит от угла наблюдения. Данная зависимость характеризуется индикатрисой рассеяния, на тип которой оказывает влияние шероховатость поверхности материала. Композиционным материалам, как правило, свойственна неортогруппная поверхность, т.е. их яркость определяется углом наблюдения. Индикатрисы неортогруппных типов отражающих поверхностей можно аппроксимировать комбинацией полусферы и эллипсоидов (рис. 5) [3].

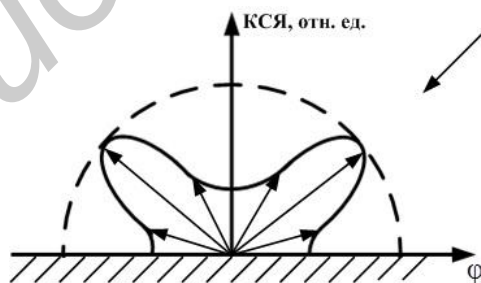


Рис. 5. Общий вид индикатрисы для неортогруппных типов отражающих поверхностей

Зависимость коэффициента пропорциональности  $K$  от процентного содержания  $P$  в синтезированном композиционном материале порошка диоксида титана для углов наблюдения  $45^\circ$  и  $65^\circ$  представлена на рис. 6, порошка шунгита – на рис. 7.

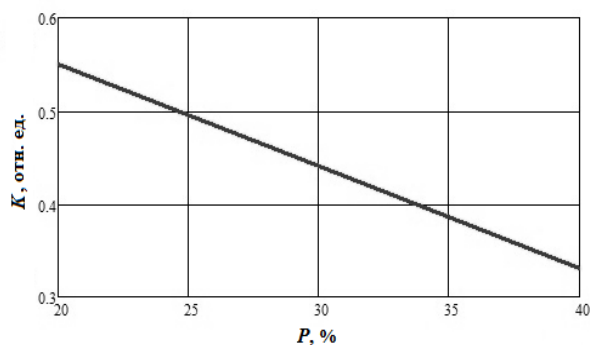


Рис. 6. Зависимость коэффициента пропорциональности от процентного содержания диоксида титана в композиционном материале при углах наблюдения  $45^\circ$  и  $65^\circ$

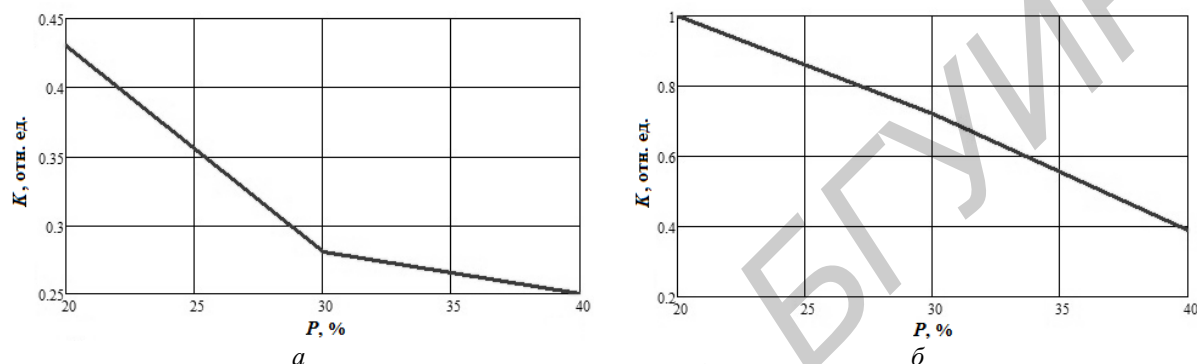


Рис. 7. Зависимость коэффициента пропорциональности от процентного содержания шунгита в композиционном материале при углах наблюдения  $45^\circ$  (а) и  $65^\circ$  (б)

Добавление в силикон порошкообразных компонентов способствует снижению его прозрачности. В случае, когда контрастное соотношение между наполнителем и связующим в композиционном материале велико (как между шунгитом и прозрачным силиконом), то изменение угла наблюдения приводит к более четкому обозначению границ раздела между компонентами на поверхности материала. При этом КСЯ последнего увеличивается. Снижение контрастности между наполнителем и связующем сокращает степень влияния угла наблюдения на значения КСЯ композиционного материала.

Установлено, что относительная погрешность определения КСЯ композиционного материала предложенным методом составляет 10%. Погрешность обусловлена усреднением значений коэффициентов пропорциональности К на всем исследуемом диапазоне длин волн.

### Заключение

Использование разработанного метода способствует сокращению времени, затрачиваемого на получение требуемых спектральных характеристик. Это является важным, т.к. условия применения формируемых материалов разнообразны и в определенных случаях быстро изменчивы.

Описанный в рамках настоящей работы метод расчета характеристик спектральной яркости композиционных материалов был апробирован на образцах, изготовленных на основе силикона, шунгита и диоксида титана. Оптические характеристики этих образцов, полученные в результате расчета, в пределах 10% расходятся со значениями аналогичных характеристик, полученных экспериментальным путем. Источником погрешности в данном случае служит усреднение результатов поправочных коэффициентов на всем исследуемом диапазоне длин волн. Уменьшить значение погрешности можно путем разбиения рассматриваемого диапазона длин волн на поддиапазоны и расчета для каждого из них значения коэффициента пропорциональности.

Полученные материалы отличаются технологичностью и могут использоваться при создании оптических приборов (космических телескопов, систем ночного видения, высокоточных проекционных объективов для микроэлектроники и т.д.), а также для

маскирования объектов в оптическом диапазоне длин волн. Например, КСЯ синтезированных в рамках настоящей работы композиционных материалов на основе шунгита схожи с КСЯ покрова из *Polytrichum commune* (кукушкиного льна обыкновенного) через 30 мин. после начала облучения прямыми лучами солнца, а также с КСЯ низинного осоково-хвощового болота с вахтой трилистной в июле месяце. Спектральные характеристики материалов, полученных на основе силикона и диоксида титана в диапазоне длин волн 450...800 нм подобны спектральным характеристикам лишайника.

## ANALYSIS AND CALCULATION METHOD OF COMPOSITE MATERIALS SPECTRAL BRIGHTNESS CHARACTERISTICS

O.V. VOIPRAV, D.V. STOLER, T.V. BORBOTKO

### Abstract

A method for calculation and analysis of the spectral brightness of composite materials consisting of components combined in various proportions with known optical properties is described.

### Список литературы

1. *Беляев, Ю.В., Дж. Саад Омер, Цикман, И.М.* // Докл. БГУИР. 2011, Т. 55, № 1. С. 75–80.
2. *Харук, В.И.* Мониторинг биосферы и дистанционное зондирование. Красноярск. 2007.
3. *Шухостанов, В.К., Цыбанов, А.Г., Ведешин, Л.А.* // Сб. докладов Всероссийской конференции «Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса». 2004.



УДК 621.3.083

## ТЕМПЕРАТУРНАЯ ЗАВИСИМОСТЬ ЭКРАНИРУЮЩИХ СВОЙСТВ ПОЛИМЕРНЫХ ГИДРОГЕЛЕЙ

Ю.В. СМИРНОВ, Я.Т.А. АЛЬ-АДЕМИ, Т.А. ПУЛКО, Н.В. НАСОНОВА, Л.М. ЛЫНЬКОВ

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

*Поступила в редакцию 23 июля 2012*

Большинство влагосодержащих экранирующих материалов не отличаются высокой стабильностью экранирующих и эксплуатационных характеристик. Для решения проблемы влагоудержания растворных наполнителей в составе материала-основы предложено использование полимерных гидрогелей на основе полиакриловой кислоты. Установлено, что исследуемые образцы на основе полимерного гидрогеля способны сохранять свои экранирующие характеристики в течение шести месяцев при изменении температуры в пределах  $-15 \dots 50^\circ\text{C}$ .

*Ключевые слова:* экранирование электромагнитного излучения, полимерные материалы, температурная зависимость.

### Введение

Водосодержащие композиционные материалы эффективно подавляют электромагнитное излучение в диапазоне свыше сотен мегагерц за счет диэлектрических потерь воды и растворов на ее основе [1,2]. Для получения экранирующих конструкций используются различные волокнистые и порошковые матрицы с большой удельной пористостью и различным размером пор, позволяющие обеспечить вариацию влагосодержания материала в широких пределах и, таким образом, задавать различные экранирующие характеристики. Управление составом раствора также позволяет получать различные коэффициенты поглощения и отражения энергии ЭМИ [3]. Однако применение жидкой фазы создает проблему фиксации жидкости в объеме используемой пористой основы, особенно при изменении условий эксплуатации, что приводит к усложнению процессов изготовления и эксплуатации экранирующих устройств на их основе.

Использование гигроскопичной соли щелочноземельного металла 45% масс. концентрации позволило достигнуть стабильности экранирующих характеристик независимо от температуры в составе композиционных материалов на основе капиллярно-волокнистых и порошковых материалов [4]. Однако использование этих материалов в качестве основы сужает область применения экранов ЭМИ, что обусловлено их ограниченной впитывающей способностью. Поэтому были выбраны пространственно сшитые полимерные гидрогели с высокой поглощающей и влагоудерживающей способностью.

Цель настоящей работы заключалась в исследовании влияния температуры на экранирующие характеристики полимерных гидрогелей.

### Теоретическая часть

Гидрогель представляет собой нерастворимую сеть гидрофильных полимеров, способную поглощать воду и биологические жидкости. Основой для создания гидрогелей может служить целый ряд водорастворимых веществ, чаще всего гидрогели состоят из искусственно синтезированных полимеров, белков и природных молекул. Пространственная структура гидроге-

лей является результатом поперечной сшивки полимеров, формирующих в результате нерастворимую структуру в окружающем растворе. По содержанию воды и эластичности гидрогели схожи с биологическими тканями, что обуславливает возможность их широкого применения [5–7].

Характерным свойством пространственно сшитых полимерных гидрогелей является способность к ограниченному набуханию в воде и других полярных жидкостях (до 200–400 мл жидкости на 1 г порошка) (рис.1), синерезису с выделением ранее сорбированной жидкости под действием изменений во внешней среде (pH, температура и др.) [8–10].

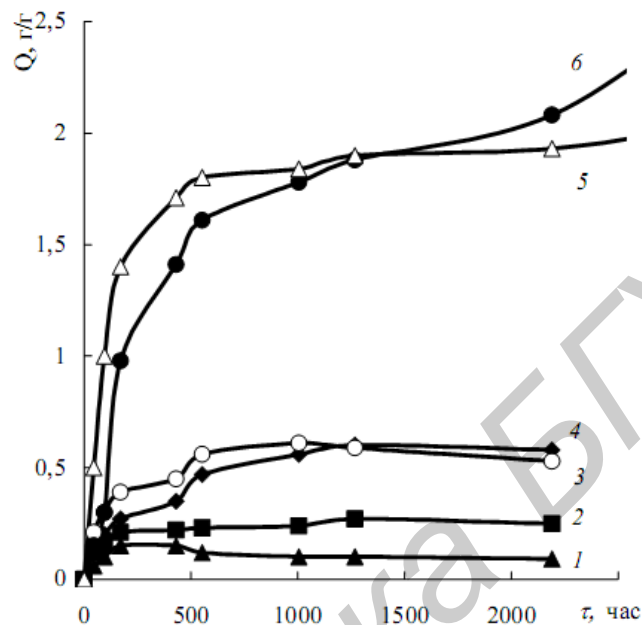


Рис. 1. Кинетика сорбции паров воды (1–4), паров метанола (5) и паров диметилсульфоксида (6) мелкодисперсными сополимерными гидрогелями на основе акриламида (АА) и акриловой кислоты (АК): 1 – АА:АК=1:1; 2 – АА:АК=3:1; 3 – гомополиакриламидный гель; 4–6 – гидрогель на основе полиакриловой кислоты [9]

Изучение деталей процессов набухания дисперсных гидрогелей в воде и других полярных жидкостях, а также процессов адсорбции ими паров растворителей различной природы имеет важное значение при создании водосодержащих экранирующих материалов со стабильными свойствами.

### Эксперимент

На основании проведенного анализа абсорбирующих свойств существующих гидрофильных полимеров, предпочтение было отдано полиакриловой кислоте и ее производным (рис.2).

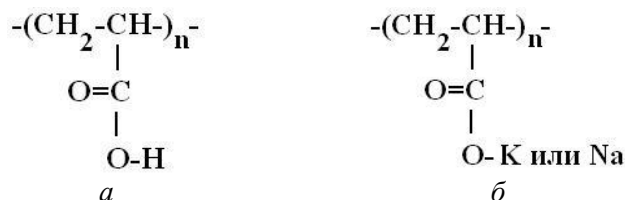


Рис. 2. Химический состав: а – полиакриловой кислоты; б – полиакрилата Na или K [11]

Поскольку нас интересовала зависимость экранирующих свойств выбранных материалов от изменений температуры, состав заполняющего раствора был выбран исходя из состава незамерзающих смесей для понижения температуры замерзания до  $-20^\circ\text{C}$  [12]. Были сформированы образцы гидрогеля на основе полиакрилата натрия, содержащего водный 30% спирто-содержащий раствор ( $\text{C}_3\text{H}_7\text{OH}$ ) – первая группа образцов, раствор хлорида натрия ( $\text{NaCl}$ ) – вто-

рая группа образцов, дистиллированную воду – третья группа образцов. В течение 8 часов происходило набухание гидрогеля, после чего они порционно герметизировались в контейнеры из двойных полиамидных и полиэтиленовых пленок, толщиной порядка 3 мм.

Степень набухания образцов определялась гравиметрическим методом и посредством вычисления по формуле

$$Q = \frac{m_n - m_c}{m_c},$$

где  $m_n$  и  $m_c$  – масса равновесно набухшего и высушенного образцов соответственно [13].

Для исследования зависимости экранирующих свойств образцов полимерных материалов от температуры в СВЧ-диапазоне 8,0...11,5 ГГц использовался панорамный измеритель коэффициента стоячей волны (КСВН) и ослабления типа P2 с волноводным измерительным трактом. Образец помещался в разрыв волноводного тракта и оценивался коэффициент передачи тракта с образцом, а также коэффициент отражения при согласованно нагруженном тракте.

Измерение коэффициентов передачи и отражения ЭМИ проводились при комнатной температуре 22°C, затем образцы охлаждались в морозильной камере. По мере снижения температуры образцов до -15°C оценивались их экранирующие характеристики, после чего отводилось время для достижения образцами комнатной температуры. Затем производилось нагревание образцов в лабораторной электропечи СНОЛ 12/13 до температуры 50°C и оценивались их экранирующие характеристики.

### Результаты и обсуждение

Установлено, что в насыщенном солевом растворе исследуемый гидрогель набухал в 5 раз меньше, чем в дистиллированной воде, учитывая, что содержание ионогенных карбоксильных групп в используемом гидрогелевом сополимере в ходе исследований не изменялось и, соответственно, их степень набухания оставалась равновесной (табл. 1).

Таблица 1. Динамика набухания и влагоудержания полимеризованного полиакрилата натрия

№ группы образцов	Увеличение в объеме, раз	Снижение влагосодержания за 6 месяцев, %
1	18	6
2	90	3
3	115	2

Коэффициент отражения ЭМИ образцов гидрогеля с дистиллированной водой при комнатной температуре находится в пределах -3,0...-6,5 дБ при коэффициенте передачи -25...-35 дБ в диапазоне частот 8,0...12,0 ГГц [14]. На подавление ЭМИ основное влияние оказывают диэлектрические потери воды, которая обладает высоким поглощением ЭМИ.

В исследованном диапазоне частот разработанные образцы полимерного гидрогеля при температуре +22°C обеспечивают коэффициент передачи ЭМИ порядка -21...-41 дБ (см. рис.3). Поскольку доля воды в гидрогеле с водным раствором спирта меньше, то и общая диэлектрическая проницаемость материала уменьшается, а коэффициент передачи повышается до -21...-31 дБ. Введение в раствор хлорида натрия приводит к возникновению ионной проводимости в материале, что обуславливает увеличение доли поглощаемой энергии за счет наведения токов проводимости и снижает коэффициент передачи ЭМИ до -31...-41 дБ.

При снижении температуры ниже 0°C эффективность экранирования ЭМИ водой, закрепленной в пористом материале, существенно снижается вследствие перехода воды в другое агрегатное состояние и снижения степени подвижности ее диполей. Однако использование выбранных добавок для понижения температуры замерзания водных растворов препятствует жесткой фиксации молекул воды, хотя и приводит к увеличению коэффициента передачи ЭМИ до -16...-41 дБ (рис.4) при коэффициенте отражения -4,5...-10,5 дБ.

С повышением температуры до +50°C (рис.5) коэффициент передачи тракта с образцом, содержащим дистиллированную воду, повышается до -10 дБ вследствие температурной зависимости диэлектрической проницаемости. Характеристики экранирования (коэффициенты передачи и отражения) полимерных гидрогелей, содержащих растворы хлорида натрия и

$C_2H_5OH$ , находятся в тех пределах, что и результаты измерений при температуре  $+22^\circ C$ , а неравномерность характеристик объясняется погрешностями используемой измерительной установки.

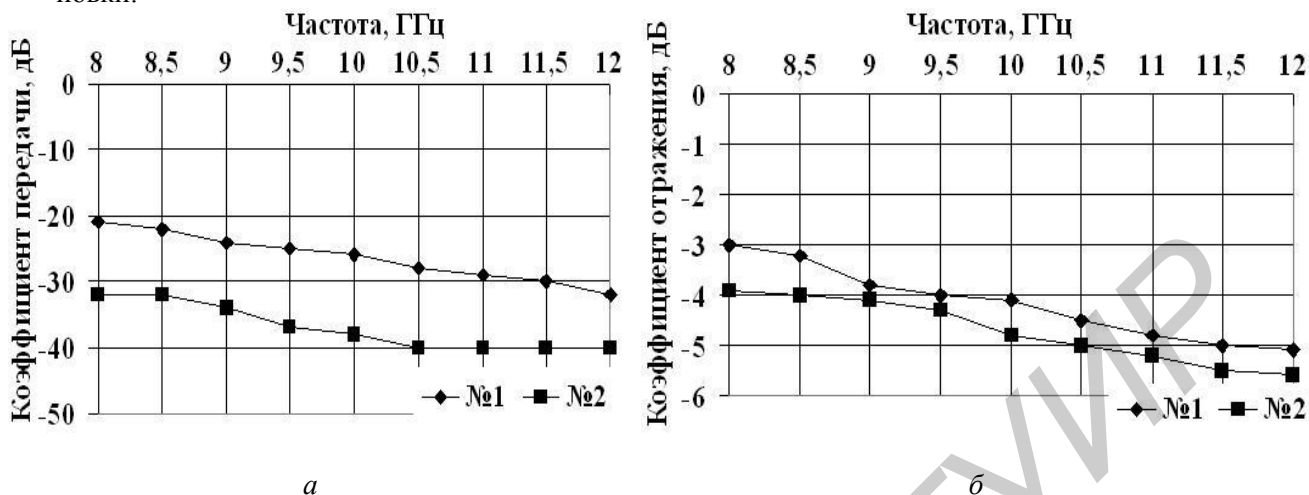


Рис. 3. Коэффициенты передачи (а) и отражения (б) ЭМИ образцами гидрогеля с водным раствором: 1 –  $C_2H_5OH$  (30% об.) 2 – NaCl (30 % масс.) при комнатной температуре  $+22^\circ C$

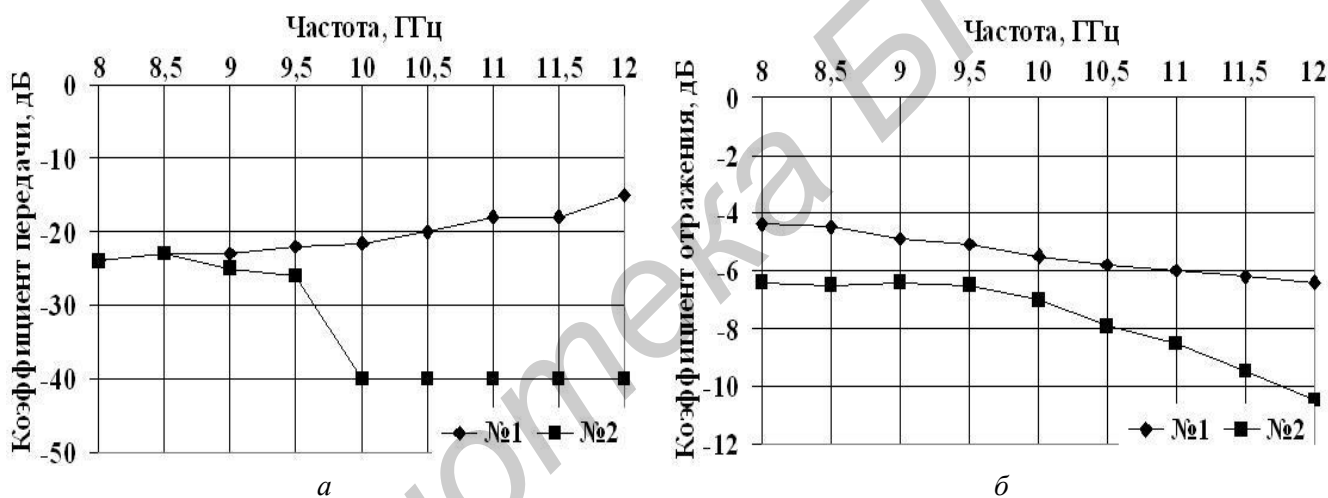


Рис. 4. Коэффициенты передачи (а) и отражения (б) ЭМИ образцами гидрогеля с водным раствором: 1 –  $C_2H_5OH$  (30% об.) 2 – NaCl (30 % масс.) при температуре  $-15^\circ C$

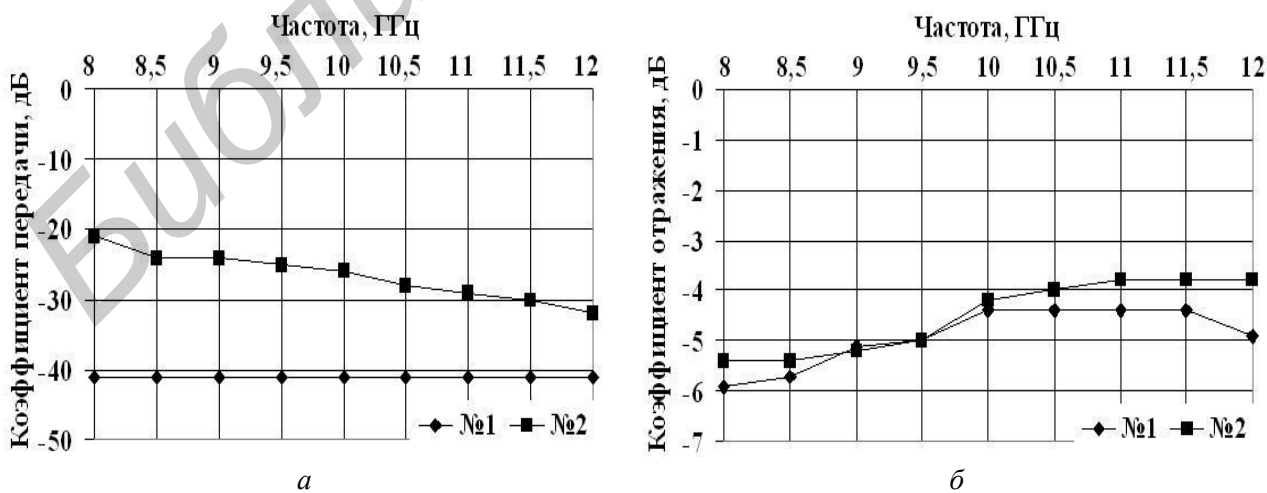


Рис. 5. Коэффициенты передачи (а) и отражения (б) ЭМИ образцами гидрогеля с водным раствором 1 –  $C_2H_5OH$  (30% об.); 2 – NaCl (30 % масс.) при температуре  $+50^\circ C$

## Заключение

Установлено влияние изменения температуры в пределах  $-15...+50^{\circ}\text{C}$  на экранирующие характеристики полимерных гидрогелей в СВЧ-диапазоне 8...12 ГГц в зависимости от состава используемого растворного наполнителя, что позволяет обеспечить эксплуатацию экранов ЭМИ на их основе для снижения уровней электромагнитного излучения электронной техники, в широком диапазоне температур.

Используемая методика изготовления экранов электромагнитного излучения проста в реализации, не требует применения дорогостоящих материалов и процессов, а получаемые экраны обладают гибкостью, небольшим весом и высокой эффективностью в диапазоне частот 8,0...11,5 ГГц.

## TEMPERATURE DEPENDENCE OF THE SHIELDING PROPERTIES OF POLYMER HYDROGELS

Y.V. SMIRNOV, Y.T.A. AL-ADEMI, T.A. PULKO, N.V.NASONOVA, L.M.LYNKOV

### Abstract

Most of water-containing shielding materials are not very stable and shielding performance and operating characteristics can change with air temperature and humidity variation. To solve the problem of solution fillers retention in the porous material we suggest the use of polymer hydrogels based on polyacrylate acid. It is shown that the samples on the basis of the polymer hydrogel keep stable their shielding performance during six month not only at room temperature, but also in terms of temperature change within  $-15^{\circ}\text{C}...+50$ .

### Список литературы

1. Л.М. Лыньков, В.А. Богуш, В.П. Глыбин. Гибкие конструкции экранов электромагнитного излучения. Минск., 2003.
2. Борботько Т.В., Колбун Н.В., Лыньков Л.М. Электромагнитное излучение средств телекоммуникаций. Методы защиты, безопасность организма человека. Минск, 2004.
3. Колбун Н.В., Борботько Т.В., Фан Н. Занг // Телекоммуникации: сеть и технологии, алгебраическое кодирование и безопасность данных: матер. докладов Международного научн.-техн. семинара. 2004. С. 78–84.
4. Пулко Т.А., Алялябад Х. М., Насонова Н. В. // Инж. вест. 2010, № 2(30). С.32–34.
5. Тагер А.А. Физико-химия полимеров. М., 1978.
6. Huglin M. B., Zakaria M. B. // J. Appl. Polymer Sci. 1983., Vol. 28, № 7. P. 2451.
7. Bernaerts K.V., Fustin C-A., Vomal-D'Haese C. // Macromol. 2008, Vol.41, №7. P. 2593–2606.
8. Бектуров Е.А., Сулейменов И.Э. Полимерные гидрогели. Алматы, 1998.
9. Литманович О.Е., Богданов А.Г., Паписов И.М. // Высокомолек. соед. А. 2001, Т.43, №1. С.135–140.
10. Гросберг А.Ю., Хохлов А.Р. Физика в мире полимеров. М., 1989.
11. Королев Г.В., Могилевич М.М., Голиков И.В. Сетчатые полиакрилаты. Микрогетерогенные структуры, физические сетки, деформационно-прочностные свойства. М., 1995.
12. Кац Г.С., Милевски Д.В. Наполнители для полимерных композиционных материалов. Спр. пособие. М., 1981.
13. Самченко Ю.М., Пасмурцева Н.А., Альтицулер М.А. // Катализ и нефтехимия 2007, №15. С. 16–20.
14. Смирнов Ю.В., Пулко Т.А. // Технические средства защиты информации: матер. докладов X Белорусско-российской научн.-техн. конференции. 2012. С. 75.

УДК 621.382.001.63

## ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ДЛЯ ЕМКОСТНЫХ ДАТЧИКОВ УСКОРЕНИЯ

Н.И. МУХУРОВ

Институт физики НАН Беларуси,  
пр. Независимости, 68, Минск, 220072, Беларусь

Поступила в редакцию 8 мая 2012

В статье предлагаются варианты конструкций чувствительных элементов для емкостных датчиков ускорения в плоскопараллельном и объемном исполнениях. По результатам анализа функциональных характеристик установлен диапазон чувствительности микродатчиков в зависимости от конструктивных параметров.

*Ключевые слова:* емкостной датчик ускорения, чувствительный элемент, плоскопараллельная и объемная конструкции, характеристики

### Введение

Одними из востребованных и распространенных типов датчиков являются датчики ускорения [1]. С технической точки зрения датчики ускорения (акселерометры) представляют собой устройство, способное измерять ускорение предмета, которое оно приобретает при смещении относительно своего нулевого положения. Современные технологии позволяют массово производить датчики ускорений на основе микро- и электромеханических систем. Емкостные датчики ускорения используются в системах навигации, связи, автоматики.

В акселерометрах широко используется связь емкости  $C$  с ускорением  $a$ . В конструкциях чувствительных элементов предусматривается размещение инерционной массы (якоря), соединенной упругими держателями с жестким основанием. На обращенных друг к другу сторонах якоря и основания сформированы обкладки конденсаторов. При ускоренном движении якоря, деформируя держатели, смещается, межобкладочное расстояние изменяется. Величина емкости фиксируется внешней измерительной аппаратурой и преобразуется в ускорение.

В акселерометрах действуют активные факторы – ускорение и силы инерции  $F$  и реактивные силы  $P$  изогнутых держателей

$$F = m \cdot a,$$

$$P = K \cdot y,$$

где  $m$  – масса якоря,  $a$  – ускорение,  $y$  – смещение якоря,  $K$  – суммарная жесткость держателей, зависящая от конкретной конструкции.

Связь емкости с изменением межобкладочного расстояния в чувствительном элементе определяется соотношением

$$C = \frac{\varepsilon_0 A}{d - y},$$

где  $A$  – площадь обкладок.

Поскольку в каждую микросекунду справедливым остается равенство  $F = P$ , то

$$y = \frac{ma}{K}.$$

Непосредственная связь емкости с контролируемым ускорением устанавливается соотношением

$$C = \frac{\varepsilon_0 A}{d - \frac{ma}{K}}$$

На рис. 1 и 2 представлены теоретические зависимости емкости от величины ускорения  $C(g)$  ( $g = a / g_0$ ,  $g_0 = 9,8 \text{ м/с}^2$ ,  $g_{cr}$  – предельное значение ускорения) при минимальных габаритах, допускающих размещение элементов на площади  $3 \times 3 \text{ мм}^2$ .

В целом по приведенным данным диапазон характеристик чувствительных элементов ускорения составляет  $C_0 = (0,5 \dots 13) \cdot 10^{-12} \text{ Ф}$ ;  $g_{max} = 5,8 \dots 631$ . При необходимости реализации других требований представленные результаты корректируются за счет конструктивных параметров.

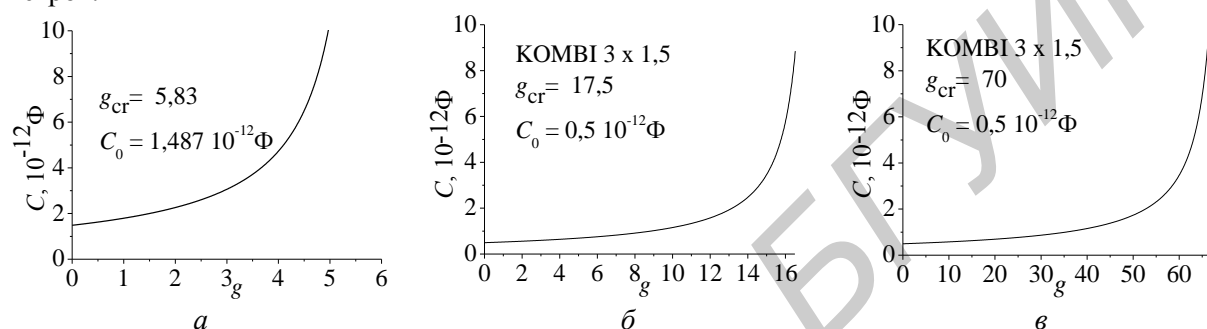


Рис. 1. Функциональные параметры плоскопараллельных планарных комбинированных чувствительных элементов с габаритами  $(3 \times 1,5) \cdot 10^{-6} \text{ м}^2$  при  $A = 8,4 \cdot 10^{-7} \text{ м}^2$ ,  $m = 6 \cdot 10^{-7} \text{ Н} \cdot \text{с}^2/\text{м}$ :

$a - d = 5 \cdot 10^{-6} \text{ м}$ ,  $K = 7 \text{ Н/м}$ ;  $b - d = 15 \cdot 10^{-6} \text{ м}$ ,  $K = 7 \text{ Н/м}$ ;  $v - d = 15 \cdot 10^{-6} \text{ м}$ ,  $K = 28 \text{ Н/м}$

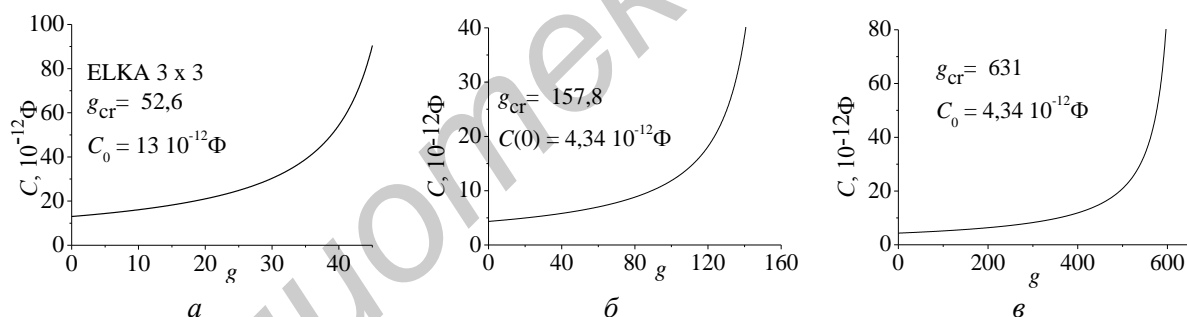


Рис. 2. Функциональные параметры объемных чувствительных элементов с габаритами  $(3 \times 1,5) \cdot 10^{-6} \text{ м}^2$  при  $A = 7,36 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2$ ,  $m = 9,2 \cdot 10^{-7} \text{ Н} \cdot \text{с}^2/\text{м}$ :

$a - d = 5 \cdot 10^{-6} \text{ м}$ ,  $K = 96,77 \text{ Н/м}$ ;  $b - d = 15 \cdot 10^{-6} \text{ м}$ ,  $K = 96,77 \text{ Н/м}$ ;  $v - d = 15 \cdot 10^{-6} \text{ м}$ ,  $K = 387 \text{ Н/м}$

В электростатическом микроактюаторе планарной конструкции [2], предназначенном для измерения ускорения в одном направлении, за счет повышения точности выполнения межэлектродных расстояний и снижения напряжения активации сокращается разброс выходных параметров и расширяются функциональные возможности.

### Плоскопараллельный чувствительный элемент ускорений по двум осям

Стандартный вариант конструктивного исполнения микродатчика ускорений представляет собой микромеханическое устройство типа «консоль-в-консоли» с магнитным приводом [3]). При включении в сеть электрического постоянного тока при одном направлении тока силы Лоренца отклоняют консольную структуру и зеркало перпендикулярно поверхности подложки в одну сторону, при другом – в обратную. Аналогичный процесс происходит при смещении полюсов магнита в результате движения устройства с ускорением. Таким образом, устройство позволяет осуществлять движение зеркала и сканирование отражаемого луча толь-

ко в, перпендикулярном плоскости подложки. Функциональные возможности чувствительного элемента ограничены одним направлением движения. В другом варианте микродатчика ускорений используется чувствительный элемент ускорения в виде пьезорезистивного преобразователя [4]. Ускоренное движение чувствительного элемента фиксируется внешней мостовой электрической схемой только в одном направлении, что ограничивает его функциональные возможности.

Предлагаемый чувствительный элемент для датчика ускорений осуществляет индикацию ускорения по двум осям координат [5]. Чувствительный элемент ускорений сформирован на диэлектрической подложке 1, в которой выполнены рамка 2 с окном 3 в центральной части и размещенный в нем якорь 4 квадратной формы (рис. 3). Рамка и якорь, в центре которого графически расположено начало координат  $x, y$ , соединены между собой четырьмя упругими Г-образными балочными держателями 5, расположенными по углам якоря 6. Первые участки держателей 7, соединенные с якорем, параллельны одной из осей микродатчика (например, оси  $x$ ) и направлены попарно в противоположные от центра якоря стороны. Вторые участки 8, закрепленные в рамке, перпендикулярны первым участкам, т.е. параллельны другой оси ( $y$ ) и тоже направлены попарно друг от друга и от оси  $x$ . Первые и вторые участки держателей выполнены одинаковой длины  $l$ . В рамке напротив углов якоря выполнены четыре отверстия 9, в которых размещены держатели. Торцевые стороны якоря 10 и прилегающие к ним торцевые стороны рамки 11 выполнены перпендикулярно плоскости подложки. На них расположены тонкопленочные металлические обкладки – неподвижная 12 на рамке и подвижная 13 на якоря (рис. 3 б), которые вместе с межобкладочным промежутком 14, шириной  $t$ , образуют конденсаторы  $C_1$ – $C_4$ . Длина  $L_1$  неподвижной обкладки больше, чем длина  $L_2$  подвижной обкладки на  $\Delta L$ . Ширина обкладок  $B$  (рис. 3 б) равна толщине подложки.

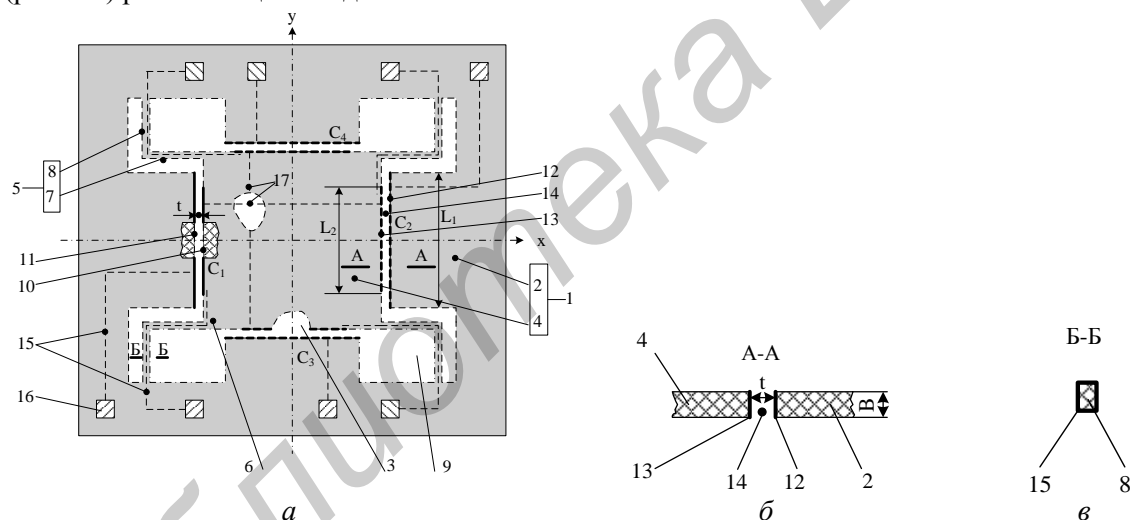


Рис. 3. Вид сверху на микродатчик ускорений (а), сечение промежутка по АА (б), сечение второго участка держателя по ББ (в).

Емкость конденсаторов в исходном состоянии равна

$$C = \frac{\epsilon_0 B L_2}{t}.$$

Неподвижные обкладки соединены внешними токопроводящими дорожками 15 непосредственно с контактными площадками 16 на периферии подложки. Подвижные обкладки соединены с контактными площадками через углы якоря и держатели с четырехсторонней дорожкой (рис. 3 в). В зависимости от внешней измерительной схемы и функционального назначения подвижные обкладки могут быть попарно электрически соединены между собой внутренними дорожками 17, расположенными на якоря.

При движении с ускорением в плоскости подложки по направлению «+x» под действием инерционных сил якорь сместится в обратном направлении «-x», деформируя вторые участки держателей. При этом промежуток между неподвижной и подвижной обкладками, располо-



женными в зоне «-x» перпендикулярно оси  $x$  начнет уменьшаться, а между противоположащими обкладками – увеличиваться. Соответственно будут изменяться емкости

$$C_1 = \frac{\varepsilon_0 BL_2}{t-x}, C_2 = \frac{\varepsilon_0 BL_2}{t+x}.$$

Промежутки между неподвижной и подвижной обкладками, параллельные оси  $x$  и соответствующие емкости не изменятся  $C_3 = \text{const}$ ,  $C_4 = \text{const}$ . Ускоренное движение микродатчика в направлении оси  $y$  приводит к деформации первых участков держателей и подобным результатам

$$C_3 = \frac{\varepsilon_0 BL_2}{t-y}, C_4 = \frac{\varepsilon_0 BL_2}{t+y}, C_1 = \text{const}, C_2 = \text{const}.$$

Держатели в процессе деформирования осуществляют первичное преобразование ускорения, изменяющиеся емкости  $C$  – вторичное преобразование, которое через токопроводящие дорожки и контактные площадки передается во внешнюю контролируемую аппаратуру, выдающую значение ускорения. При ускоренном движении в направлении между осями  $x$ ,  $y$  якорь деформирует оба участка держателей. Углы якоря переместятся по дуге радиусом  $R$ , расположенном под  $45^\circ$  к осям координат  $R = l\sqrt{2}$ , которая, благодаря равенству длин первого и второго участков держателя, обеспечит симметричность дуги в широком диапазоне направлений движения якоря. Относительное расположение неподвижных и подвижных обкладок изменится по обеим осям координат. Величина  $t$  промежутка уменьшится или увеличится, в обратном отношении изменятся емкости. Подвижная обкладка сместится при этом вдоль неподвижной обкладки в прямом или обратном направлении. Максимальное смещение в обоих направлениях благодаря симметричности дуги движения углов якоря относительно осей координат будет равной величины, определяемой шириной  $t$  промежутка. Величина  $\Delta L \geq 2t$  гарантирует сохранение площади конденсаторов постоянной и обеспечивает зависимость емкостей только от межобкладочного промежутка. Значения всех емкостей  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$  через контактные площадки поступают в измерительную аппаратуру, которая определяет величину ускорения и азимут движения в плоскости.

### Объемный чувствительный элемент ускорений по трем осям

Объемный чувствительный элемент ускорений содержит основание 1, пластину 2, расположенную над основанием, размещенную между ними рамку 3 (рис. 4). В них на периферии выполнены концентричные отверстия 4, в которые вставлены соединяющие детали штырьки 5. В центральной части основания выполнено квадратное углубление 6, на дне которого размещен квадратный выступ 7. На основание уложена рамка, в которой выполнено квадратное окно 8, аналогичное по габаритам углублению. В окне параллельно его сторонам расположены четыре инерционных якоря 9 в форме вытянутых параллелепипедов. Они соединены со сторонами окна упругими держателями 10, размещенными под углом  $\alpha = 30^\circ$  на концах якорей. Вершины углов якорей, параллельных оси  $x$ , направлены по оси  $x$ , параллельных оси  $y$  – по оси  $y$ . Якорь, держатели в рамке образуют параллелограмм, обеспечивающий параллельность перемещения якоря при изменении угла  $\alpha$ . На рамке расположена пластина, в центральной части которой выполнена квадратная полость 11, аналогичная углублению. В углублении под якорями, на противоположащей поверхности полости над якорями, боковых сторонах выступа напротив якорей сформированы тонкопленочные металлические неподвижные обкладки 12, на четырех сторонах якорей аналогичные подвижные обкладки 13 конденсаторов с расстоянием 14 между обкладками  $t$ .

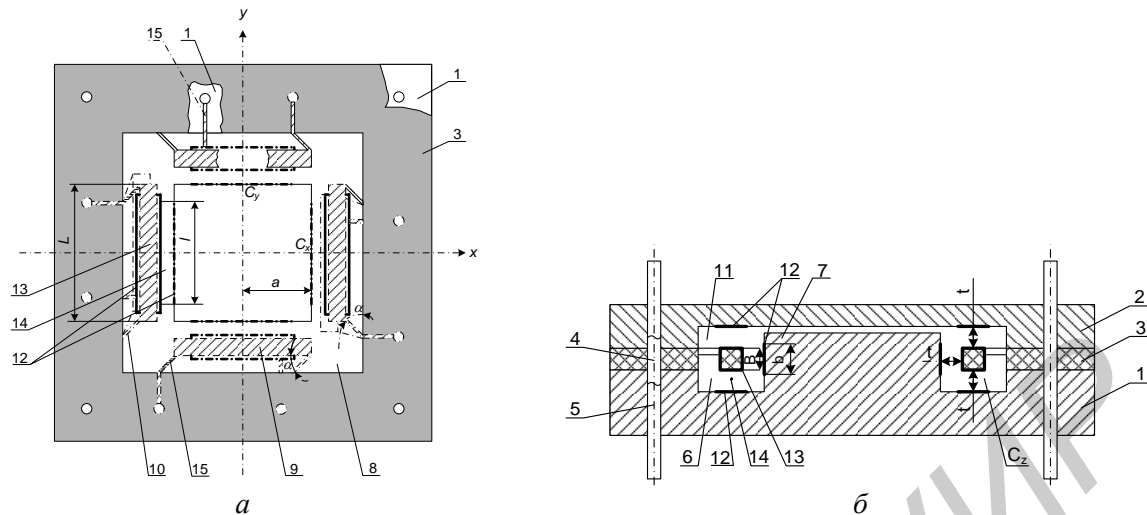


Рис. 4. Объемный чувствительный элемент для емкостного датчика ускорений:  
*a* – вид сверху, *б* – поперечный разрез.

Неподвижные обкладки шире и короче подвижных обкладок, т.е.  $l < L$ ,  $b > B$ , они электрически или изолированы друг от друга, или соединены те, которые расположены на противоположащих сторонах выступа. Подвижные и неподвижные обкладки токопроводящими дорожками 15 соединены со штырьками. Неподвижные и подвижные обкладки совместно с расстоянием между ними образуют в горизонтальной плоскости конденсаторы  $C_x$  и  $C_y$ , в вертикальной плоскости конденсатор  $C_z$ .

При движении с ускорением, например, в направлении оси «+x», инерционные якоря, перпендикулярные оси  $x$  сместятся в противоположную сторону, т.е. в направлении «-x». Держатели изогнутся, изменится угол  $\alpha$  на  $\pm \Delta\alpha$ , расстояние между обкладками, расположенное на расстоянии  $x = +a$  от центра выступа уменьшится, симметричное расстояние – увеличится. Подвижные концы обоих держателей переместятся по дуге на  $\pm \Delta u$ , поэтому подвижные обкладки сместятся относительно неподвижных обкладок в направлении оси  $\pm u$ , но площадь конденсаторов  $C_x$  останется постоянной, т. к.  $l < L$ .

Равенство смещения держателей по оси  $x$  обеспечивается выбранной величиной угла  $\alpha$ . Держатели инерционных якорей, расположенных параллельно оси  $x$ , подвергаются силам растяжения, деформация от которых, в связи с высоким модулем упругости, минимальная. Поэтому практически ЕДУ реагирует только на ускорение по оси  $x$ , и в результате емкости составляют

$$C_{1x} = \frac{\epsilon_0 A}{t-x} (Var); \quad C_{2x} = \frac{\epsilon_0 A}{t+x} (Var),$$

остальные емкости не изменяют своей величины:  $C = const$ .

Аналогично происходит процесс при ускоренном движении акселерометра в направлении  $y$ :

$$C_{1y} = \frac{\epsilon_0 A}{t-y} (Var); \quad C_{2y} = \frac{\epsilon_0 A}{t+y} (Var),$$

при остальных  $C = const$ .

При ускорении по оси «+z» все четыре инерционных якоря отклоняются в обратном направлении, т. е. в сторону «-z», деформируя держатели в вертикальной плоскости. Промежуток изменяется на величину «-z»:

$$C_{1z} = \frac{\epsilon_0 A}{t-z} (Var); \quad C_{2z} = \frac{\epsilon_0 A}{t+z} (Var).$$

Смещение инерционных якорей в вертикальной плоскости не влияет на емкости  $C(x, y)$ , т.к. ширина  $b$  неподвижных обкладок больше ширины  $B$  подвижных обкладок.

При ускорении в направлении  $(x, y, z)$  изменение емкостей происходит по каждой координате независимо. Данные конденсаторов, попарно соединенных в любом сочетании в мостовые схемы токопроводящими дорожками, поступают в вычислительные блоки внешней анализирующей электронной аппаратуры, которая вычисляет результирующую емкость  $C_0$  и определяет фактическую величину ускорения  $\vec{a}$  и его вектор

$$\vec{a} = f(x, y, z).$$

Связь ускорения и емкости  $C_0$  устанавливается соотношением

$$a = \frac{k}{m} \left( t - \frac{\epsilon_0}{C_0} A \right),$$

где  $k$  – жесткость упругих элементов,  $m$  – масса инерционных якорей.

Таким образом, величина разности длины и ширины обкладок определяется из условия обеспечения постоянства площади  $A$  при любых направлениях ускорения. В итоге достигается реагирование емкостного датчика ускорения только на изменение межобкладочного расстояния.

### Заключение

Проведен анализ функциональных характеристик чувствительных элементов ускорения и установлен диапазон чувствительности микродатчиков в зависимости от конструктивных параметров. Предложены варианты конструкций чувствительных элементов для емкостных датчиков ускорения в плоскопараллельном и объемном исполнении. Диапазон расчетных характеристик чувствительных элементов ускорения составил  $C_0 = (0,5 \dots 13) \cdot 10^{-12}$  Ф;  $g_{\max} = 5,8 \dots 631$ . Разработанный вариант может послужить прототипом для построения датчиков ускорения на базе электронной схемы преобразования емкость-напряжение на основе БИС [6]. При необходимости реализации других требований представленные результаты могут корректироваться за счет изменения конструктивных параметров.

## SENSITIVE ELEMENTS FOR CAPACITOR SENSORS OF ACCELERATION

N.I. MUKHUROV

### Abstract

In article variants of designs of sensitive elements for capacitor sensors of acceleration in plane-parallel and volumetric structure are offered. By results of the analysis of functional characteristics the range of sensitivity of sensors is established depending on design parameters.

### Список литературы

1. *Strategic Analysis of the Sensors Market in Europe Frost & Sullivan, June 2010*. [Электрон. ресурс]. – Электронные данные. – Режим доступа: [www.frost.com](http://www.frost.com). Дата доступа 07.05.2012.
2. Пат. РБ №11976, МПК (2006.01) Н 01Н 59/00. Электростатический микроактюатор / Белоус А.И., Емельянов В.А., Мухуров Н.И., Ефремов Г.И., Котова И.Ф.
3. Shen B., Allegretto W., Hu M. and Robinson A // IEEE, Electron Device Letters. 1996, Vol. 17, №7. P. 372–374.
4. Галушков А.И., Панкратов О.В., Погалов А.И // Микро- и наносистемная техника. 2006, № 6. С. 45–48.
5. Патент РБ №7448, МПК (2006.01) Н01Н 59/00. Микродатчик ускорений / Мухуров Н.И., Ефремов Г.И., Куданович О.Н.
6. Белоус А.И., Мухуров Н.И., Дрозд С.Е // Докл. БГУИР. 2010, №4(50). С.42–47.

УДК 621.396.96

## ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ

И.И. СКИБ, А.В. МАРТИНОВИЧ, Е.Л. КРЕЙДИК, В.А. ЧЕРДЫНЦЕВ

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

Поступила в редакцию 22 марта 2012

Рассмотрены типовые структурные схемы систем передачи информации с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Приведены синтез алгоритма и устройство обработки сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты в каналах с замираниями. Дана сравнительная оценка помехоустойчивости приема сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты.

*Ключевые слова:* прямой синтез частот, трансверсальный фильтр, фазоманипулированный сигнал, квадратурный прием и обработка, помехоустойчивость.

### Введение

В системах передачи информации (СПИ) одним из методов повышения помехоустойчивости является расширение спектра сигнала. При действии организованных сосредоточенных помех расширение спектра достигается псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ).

Применение различных подходов при формировании сигналов с ППРЧ позволяет обеспечить когерентные и некогерентные методы демодуляции. Так, при использовании синтезаторов частот на основе косвенного метода [1], применяют частотно-манипулированные сигналы и их некогерентный прием и обработку. При формировании сигналов с ППРЧ на основе прямого метода синтеза частот [2,3] может применяться когерентный прием и обработка сигналов с ППРЧ и цифровыми видами частотной (ЧМ) и фазовой (ФМ) модуляции.

Цель статьи состоит в получении и сравнительном анализе характеристик помехоустойчивости систем передачи информации (СПИ) с ППРЧ на основе имитационного моделирования в среде *Simulink* математического пакета *Matlab*.

В статье даны обоснования алгоритма и структурная схема квадратурного демодулятора ФМ сигнала с ППРЧ в каналах с замираниями.

### Структуры систем передачи информации с ППРЧ

Типовые структурные схемы систем передачи информации с ППРЧ и однотоновой модуляцией показаны на рис. 1, а, б.

Основными элементами структурных схем передатчика и приемника систем на основе косвенного синтеза являются: источник информации (ИИ), модулятор (М), генератор сигнала (ГС), синтезатор частот (СЧ), управляемый генератором псевдослучайного кода (ГПСК), преобразователь частоты (ПрЧ), широкополосный фильтр (ШФ), демодулятор (Д). В такой СПИ используются, как правило, частотная манипуляция и некогерентный прием.

С развитием цифровой техники использование метода формирования сигналов на основе прямого цифрового синтеза позволило формировать рабочую сетку частот за счет применения  $N$  частотных генераторов (ГЧ), коммутируемых по псевдослучайному закону, что дало возможность применять ФМ сигналы с когерентным приемом. При этом с целью компенсации изменений фазы, вносимых нестабильностью генераторов и средой распространения сигналов, в момент перестройки рабочей частоты можно осуществлять обнуление начальной фазы опорных генераторов на передающей и приемной стороне.

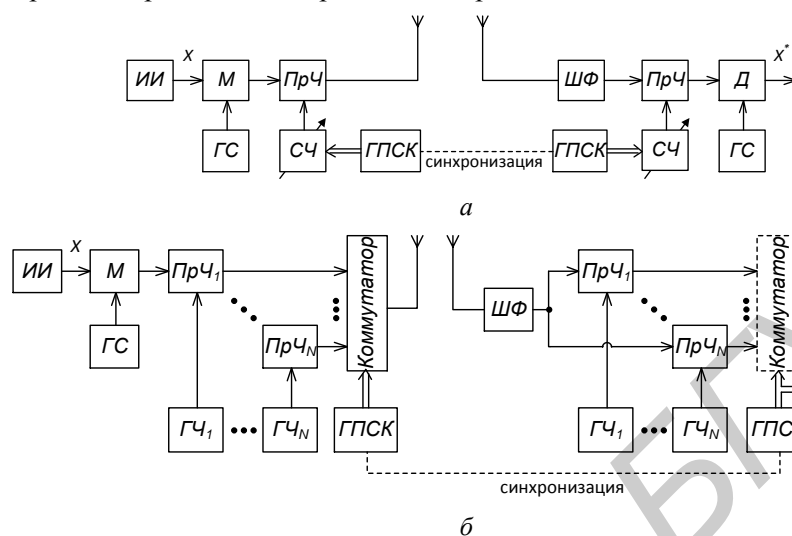


Рис. 1. Типовые структурные схемы некогерентных (а) и когерентных (б) СПИ с ППРЧ

### Обработка сигналов с ППРЧ в каналах с замираниями

Замирания представляют собой явление, характерное для большинства радиоканалов. В таких каналах амплитуда сигнала, приходящего к приемнику, значительно изменяется. Природа данного явления различная. В работе [4] приводятся каналы с быстрыми замираниями, в которых амплитуда сигнала подвержена сильным флуктуациям.

Рассмотрим прием ФМ сигнала с ППРЧ в канале с быстрыми замираниями [4] и аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ). Принимаемый сигнал запишем в следующем виде:

$$r(t) = B(t) \cdot s(t, X, \beta) + n(t), \quad (1)$$

где  $n(t)$  – белый гауссовский шум.

Множитель  $B(t)$  представляет собой переменный коэффициент передачи, который существенно изменяется на протяжении длительности  $T$  информационного элемента  $X$  сигнала  $s(t, X, \beta)$ . Если спектральная плотность аддитивной помехи  $n(t)$  значительно меньше энергии сигнала  $s(t, X, \beta)$  за время интервала корреляции замираний, то для оценки  $X$  в сигнал вводится гармоническая пилот-составляющая, не зависящая от передаваемой информации [4]:

$$s(t, X, \beta, B) = B(t) \left[ X(t) \cos(\omega_j t + \beta_j) + \sin(\omega_j t + \beta_j) \right], \quad j = \overline{1, M}. \quad (2)$$

Представим  $s(t, X, \beta, B)$  в виде:

$$s(t, X, \beta, B) = B_X \left[ a_{cj} \cos(\omega_j t) + a_{sj} \sin(\omega_j t) \right] + B \left[ a_{sj} \cos(\omega_j t) + a_{cj} \sin(\omega_j t) \right]. \quad (3)$$

где  $X = \frac{B_X}{B}$ ,  $a_{cj} = \cos(\beta_j)$ ,  $a_{sj} = \sin(\beta_j)$ .

С учетом представления (3) вектор наблюдения с группированием на интервале  $\Delta \ll T$  имеет вид:

$$J_k(B_X, B, a_c, a_s) = \frac{1}{\Delta} \int_{(k-1)\Delta}^{k\Delta} r(t) s(t, B_X, B, a_c, a_s) dt = B_X [a_c J_{ck} - a_s J_{sk}] + B [a_s J_{ck} + a_c J_{sk}],$$

$$\text{где } J_{ck} = \frac{1}{\Delta} \int_{(k-1)\Delta}^{k\Delta} r(t) \cos(\omega t) dt, \quad J_{sk} = \frac{1}{\Delta} \int_{(k-1)\Delta}^{k\Delta} r(t) \sin(\omega t) dt.$$

Оценки максимального правдоподобия определяются следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} \left( a_c^* J_{ck} - a_s^* J_{sk} \right) \Big|_{B_X^*} = 0; \\ \left( a_s^* J_{ck} + a_c^* J_{sk} \right) \Big|_{B^*} = 0; \end{cases} \quad (4)$$

$$a_c^* = \frac{1}{N} \sum_{k=N}^k (X_T^* J_{ck} + J_{sk});$$

$$a_s^* = \frac{1}{N} \sum_{k=N}^k (J_{ck} - X_T^* J_{sk}).$$

Соответствующая уравнениям (4) функциональная схема устройства обработки сигнала  $r(t)$  представлена на рис. 2. На схеме обозначены: ГСЧ – генератор сетки частот, Инт – интегратор со сбросом, МФВ – многоканальный фазовращатель, К – коммутатор,  $\Sigma_n$  – сумматор-накопитель, КТФ – коммутируемые трансверсальные фильтры, РУ – решающее устройство, ОСР – обратная связь по решению.

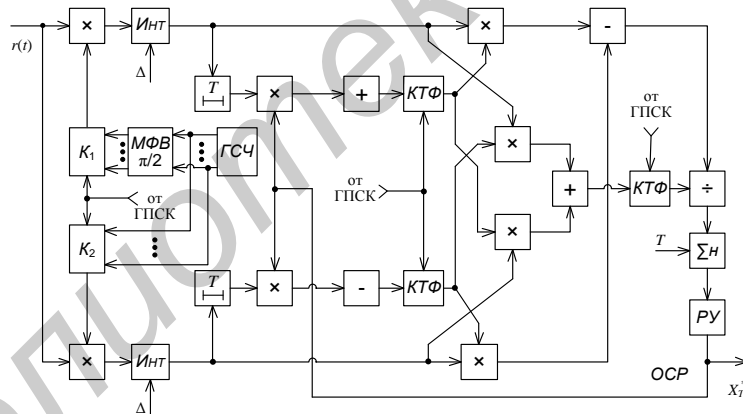


Рис. 2. Квадратурный демодулятор сигнала  $r(t)$  в каналах с замираниями

Постоянство оцениваемых параметров  $a_{cj}$  и  $a_{sj}$  позволяет обеспечить их усреднение за время действия сигнала  $s(t, X, \beta, B)$  на рабочей частоте  $\omega_j$ . В качестве усреднителей в схеме используются коммутируемые трансверсальные фильтры [3].

### Характеристики помехоустойчивости СПИ с ППРЧ

Для представленных типовых структурных схем СПИ с ППРЧ приведем характеристики помехоустойчивости. В качестве модели канала выбран канал с АБГШ.

Для оценки помехоустойчивости СПИ в условиях действия помех построим зависимость вероятности ошибки на бит (ВОБ)  $P_e$  информации от заданного отношения сигнал-шум (ОСШ)  $q$ . Для сравнительного анализа эффективности систем используем зависимость, характеризующую потенциальную помехоустойчивость СПИ с ППРЧ для фазоманипулированных сигналов. Вероятность ошибки на бит  $P_e$  для данного случая определяется по формуле [5]

$$P_e(q) = 1 - \Phi(\sqrt{2q}), \quad (5)$$

где интеграл вероятности  $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$ .

На рис. 3 приведены зависимости ВОБ  $P_e$  от ОСШ  $q$  для фазоманипулированных и частотно-манипулированных сигналов с ППРЧ. Зависимость 1 построена по выражению (5), здесь (рис. 3) и далее показана прерывистой линией. Зависимости 2 и 3 получены для фазоманипулированных сигналов с ППРЧ при наличии и отсутствии учета состояния фазы принимаемого сигнала, соответственно. Зависимости 4 и 5 показывают эффективность СПИ с ППРЧ при использовании частотно-манипулированных сигналов и их когерентной (график 4) и некогерентной (график 5) обработке.

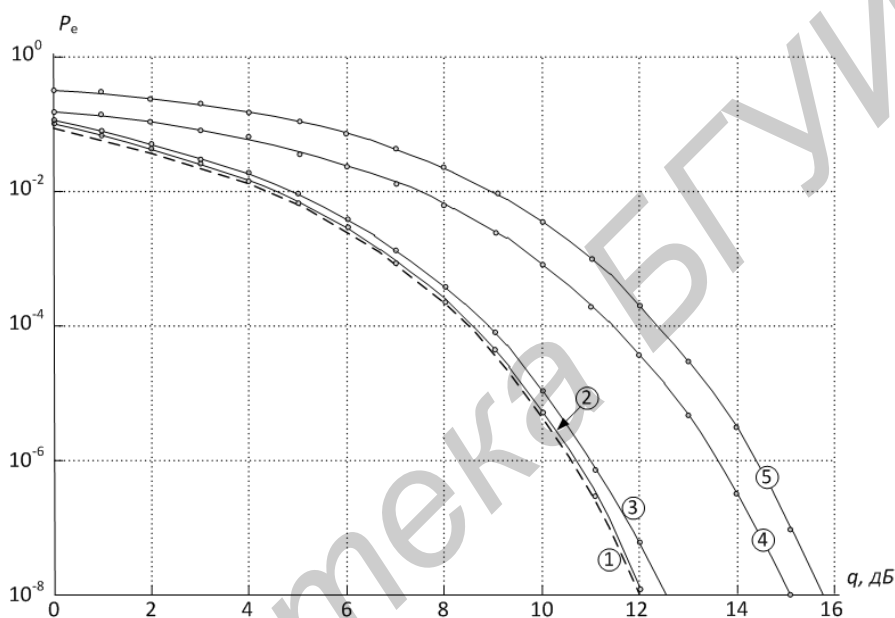


Рис. 3. Графики зависимости ВОБ  $P_e$  от ОСШ  $q$  для ФМ и ЧМ сигналов с ППРЧ

Из рисунка видно, что построение СПИ с ППРЧ на основе генераторов сигналов прямого синтеза позволяет применять когерентные методы обработки таких сигналов и обеспечивает энергетический выигрыш более 3 дБ, по сравнению с ЧМ сигналами с ППРЧ.

На рис. 4 приведены зависимости ВОБ  $P_e$  от ОСШ  $q$  в канале с АБГШ и замираниями.

Результаты моделирования представлены для ФМ сигналов с ППРЧ при случайном изменении коэффициента  $B(t)$  (1) с равномерной плотностью распределения за время длительности  $T$  информационного символа  $X$ . Зависимости 1 и 2 получены для случая изменения коэффициента  $B(t)$  от 0,01 до 1, зависимости 3 и 4 при изменении  $B(t)$  от 0,1 до 1, зависимости 5 и 6 –  $B(t)$  изменяется от 0,5 до 1. Кривые, показанные пунктирной линией, получены при использовании демодулятора (рис. 2) с компенсацией влияния коэффициента  $B(t)$ , сплошной – без компенсации [3].

Для оптимальной демодуляции сигналов в приемных устройствах должна обеспечиваться тактовая (символьная) синхронизация. Тактовая синхронизация осуществляется несколькими способами, которые подробно рассмотрены в работах [5,6] и не раскрываются в данной статье. Однако с целью оценки влияния ошибок тактовой синхронизации построены вероятностные характеристики СПИ с ППРЧ для ФМ сигналов. На рис. 5 приведены зависимости ВОБ  $P_e$  от ОСШ  $q$  для ФМ сигналов при наличии ошибок тактовой синхронизации на 5% (кривые 1, 2), 15% (кривые 3, 4) и 30% (кривые 5, 6). Зависимости 1, 3, 5 получены при наличии учета фазы принимаемого сигнала за счет применения коммутируемых трансверсальных фильтров [3], зависимости 2, 4, 6 – при отсутствии учета фазы принимаемого сигнала.

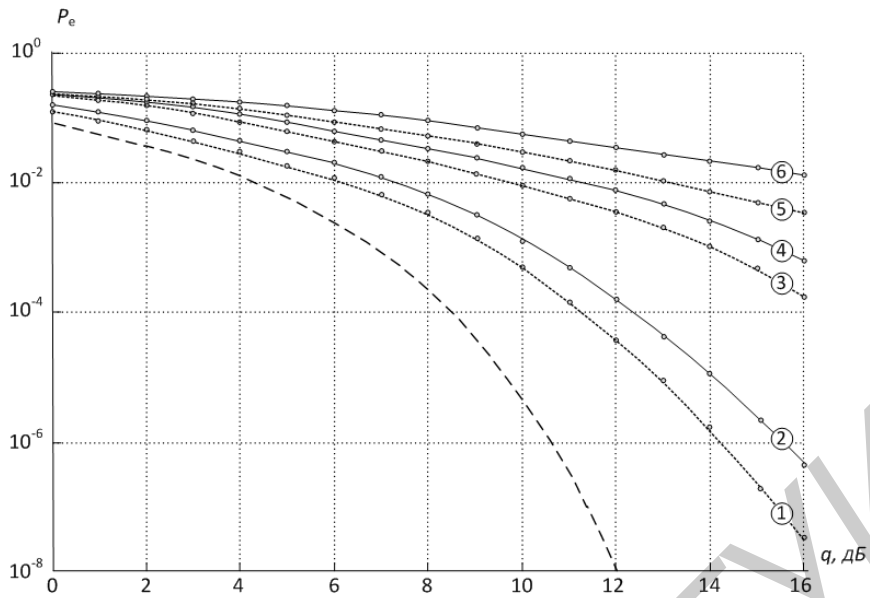


Рис. 4. Зависимости ВОБ  $P_e$  от ОСШ  $q$  для ФМ сигналов с ППРЧ в канале с замираниями

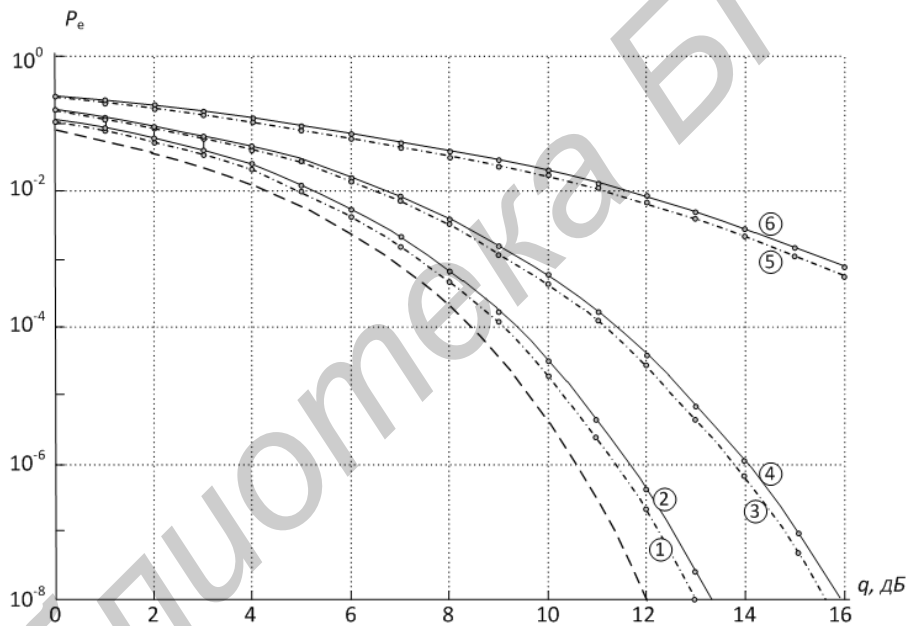


Рис. 5. Графики зависимости ВОБ  $P_e$  от ОСШ  $q$  при наличии ошибок синхронизации

На рис. 6 приведены вероятностные характеристики СПИ с ППРЧ для ФМ сигналов при медленном изменении фазы. «Уход» фазы принимаемого сигнала может происходить в результате влияния канала распространения радиосигнала или за счет движения приемного и/или передающего устройств. Зависимости 1 и 2 получены при изменении фазы сигнала за время работы передатчика на других рабочих частотах на величину  $\Delta\beta = \pi/10$ . Зависимости 3 и 4 получены для  $\Delta\beta = \pi/4$ . Графики 1 и 3 получены при использовании коммутируемых трансверсальных фильтров, 2 и 4 – без использования.



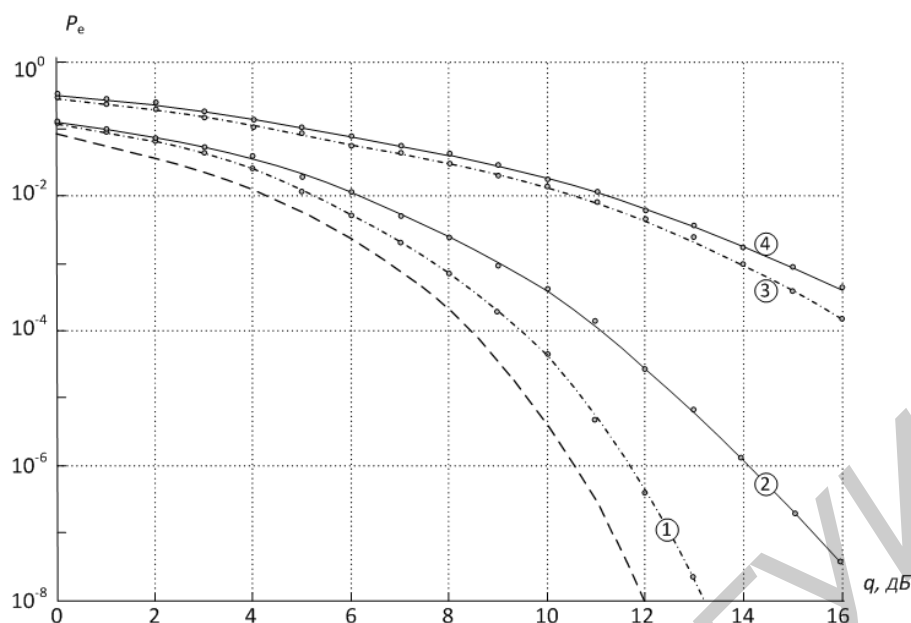


Рис. 6. Графики зависимости ВОБ  $P_e$  от ОСШ  $q$  для ФМ сигналов с ППРЧ при медленном изменении фазы принимаемого сигнала

### Заключение

Рассмотрены алгоритмы формирования и обработки сигналов с ППРЧ в каналах с замираниями. Приведены характеристики помехоустойчивости СПИ для ФМ и ЧМ сигналов с ППРЧ. Энергетический выигрыш составляет от 0,5 дБ при наличии коммутируемых трансверсальных фильтров, учитывающих фазу принимаемого сигнала для каждой рабочей частоты, и более 3 дБ при использовании методов прямого синтеза сетки рабочих частот за счет применения ФМ сигналов с ППРЧ. Изменение фазы принимаемого ФМ сигнала с ППРЧ значительно ухудшает помехоустойчивость СПИ и приводит к необходимости применения ЧМ сигналов и некогерентных методов обработки.

## CHARACTERISTICS OF THE NOISE STABILITY OF RADIO COMMUNICATION SYSTEMS WITH FREQUENCY HOPPING

I.I. SKIB, A.V.MARTSINOVICH, E.L. KREIDIK, V.A. CHERDYNTSEV

### Abstract

Typical block diagrams of communication systems with frequency hopping are considered. Synthesis of algorithm and the processing device of signals with frequency hopping in fading channels are resulted. The comparative evaluation of noise stability of receiving signals with frequency hopping is given.

### Список литературы

1. Борисов В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи: основы теории и принципы реализации. М., 2009.
2. Пат. РФ № 1823, МПК Н 04L 25/40. Система передачи дискретной информации с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты при фазовой информационной манипуляции сигнала
3. А.В. Мартинович, И.И. Скиб, В.А. Чердынцев // Докл. БГУИР. 2012, №1 (63). С. 10–16.
4. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М., 1970
5. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М., 2003.
6. John G. Proakis, Masoud Salehi. Digital communications. McGraw-Hill, 2008.

УДК 004.93-1

## МЕТОД КЛАССИФИКАЦИИ С ЗАРАНЕЕ НЕИЗВЕСТНЫМ СОСТАВОМ И КОЛИЧЕСТВОМ КЛАССОВ И ЗАДАНЫМ КРИТЕРИЕМ ИХ РАЗДЕЛЕНИЯ

К.С. КУРОЧКА, Н.Н. МАСАЛИТИНА

Гомельский государственный технический университет  
пр. Октября, 48, Гомель, 246746, Беларусь

Поступила в редакцию 15 марта 2012

Предложен метод мультиклассовой классификации без учителя, позволяющий использовать качественные критерии классификации в условиях невозможности описания полного алфавита классов и отсутствия объектов, принадлежность которых к искомым классам заранее определена. Метод ориентирован на классификацию объектов, обладающих иерархической структурой управления и основывается на математическом аппарате алгебры логики. Представлен пример классификации промышленных предприятий по критерию принципиального отличия возможностей и целей управления устойчивостью.

*Ключевые слова:* классификация без учителя, мультиклассовая классификация, качественные критерии классификации, алгебра логики, иерархическая взаимосвязь.

### Введение

Методы и модели классификации лежат в основе принятия решений во многих сферах деятельности человека. Качество математического аппарата, позволяющего выделить среди исследуемых объектов относящиеся к различным типам в соответствии с заданным критерием разделения, во многом определяет эффективность управления системой (устранения неисправностей, лечения и т.п.). В связи с этим в современных теоретических и прикладных исследованиях уделяется значительное внимание вопросам классификации объектов различной природы.

Среди существующих подходов к решению задач классификации можно выделить две принципиально различные группы.

Первая группа объединяет интеллектуальные методы, позволяющие формализовать правило классификации на основе выборки, содержащей объекты, принадлежность которых к различным классам заранее задана [1,2]. Такие методы принято объединять под названием классификации с учителем. Они требуют значительного объема исходной информации о классифицируемых объектах: состав классов, на которые нужно разделить объекты; признаки по которым элементы класса отличаются от элементов другого; значительное количество эталонов – объектов, принадлежность которых к заданным классам не вызывает сомнения.

Методы второй группы направлены на выявление среди исследуемых объектов наиболее отличающихся по некоторым количественным признакам на основе вычисления различных расстояний [3,4]. Эти методы носят название методов кластерного анализа или классификации без учителя. Они могут применяться и при отсутствии подробной информации о составе множества классов и не требуют наличия эталонов. Результатом классификации будет разделение множества исследуемых объектов на подмножества, элементы которых схожи по заданным количественным признакам. Однако природа родства между объектами различных классов остается необъяснимой.

Таким образом, задачи классификации по критерию, не поддающемуся количественному описанию, не содержащие достаточно исходной информации для классификации с учителем, не могут быть решены в рамках существующих подходов.

Применение аппарата алгебры логики для классификации объектов, обладающих иерархической структурой управления (ОИСУ), позволило авторам получить метод мультиклассовой классификации без учителя, допускающий использование неколичественного описания критериев разделения классов.

### Обобщенная постановка задачи

Формализовать правило, разделяющее множество ОИСУ на  $n$  классов  $b_i$  ( $i = 1..n$ , где  $n$  – количество классов), таких, что элементы каждого класса  $b_i$  отличаются от элементов каждого другого класса  $b_j$  ( $j = 1..n, j \neq i$ ) по критерию  $CR_{ij}$  – в состав множества  $M_{i_i}$  управляющих воздействий, необходимых для повышения устойчивости объекта класса  $b_i$ , входят элементы, не входящие в множество  $M_{tj}$  управляющих воздействий, необходимых для элементов класса  $b_j$ .

### Описание метода классификации

*Этап 1.* Отбор обобщенных дескрипторов для описания ОИСУ.

Этап 1.1. Описание сбоев отдельных подсистем с помощью двоичных показателей  $I$  (0 – есть сбой, 1 – подсистема исправна).

Этап 1.2. Описание активности отдельных механизмов управления  $D$  (1 – механизм применяется, 0 – механизм не задействован).

Этап 1.3. Описание требований внешнего регулирования  $EN$  (1 – объект соответствует некоторым нормам внешнего регулирования, 0 – в противном случае).

*Этап 2.* Описание всех возможных состояний систем, что равнозначно составлению всех возможных сочетаний  $p$  двоичных признаков. В результате будет получено  $2^p$  возможных сочетаний. Значительная часть из них невозможна в реальных условиях. С целью исключения таких сочетаний необходимо выполнить анализ взаимосвязей между показателями  $I, D$  и  $EN$ .

*Этап 3.* Описание связей между обобщенными дескрипторами  $I, D, EN$ . Результатом данного этапа является формализация множества запрета  $Z$  – правил, ограничивающих возможные сочетания значений дескрипторов [5].

Этап 3.1. Формализация запретов физических противоречий  $ZP$  – т.е. запретов, определяемых физическими законами существования и взаимодействия подсистем классифицируемых объектов.

Этап 3.2. Формализация запретов иерархии  $ZH$  – т.е. запретов, определяемых иерархическими связями между подсистемами классифицируемых объектов.

Этап 3.3. Формализация запретов рационального управления  $ZRM$ , т.е. запретов, описывающих логику управления, нацеленного на повышение устойчивости и применение для этого наиболее эффективных средств.

Этап 3.4. Формализация запретов внешнего регулирования  $ZEN$ , т.е. ограничений возможностей функционирования и управления классифицируемыми объектами со стороны внешних сил (законодательной системы, морально-этических норм, охраны труда и проч.).

*Этап 4.* Исключение из множества возможных состояний  $Sb$  ОИСУ таких сочетаний дескрипторов, которые соответствуют запретам  $Z$ .

*Этап 5.* Анализ множества оставшихся непротиворечивых состояний с целью объединение их в группы, наиболее соответствующие требованиям критерия  $CR_{ij}$ .

*Этап 6.* Представление лицу, принимающему решение (ЛПР), полученного на этапе 5 состава классов ОИСУ. Если результат удовлетворителен, следует перейти к этапу 7. В противном случае следует рассматривать другие варианты классификации, пока не будет найден удовлетворительный вариант или пока не будут рассмотрены все возможные варианты классификации. Если ни один из предложенных вариантов не удовлетворяет требованиям ЛПР, следует повторить этапы 1-5, изменив состав обобщенных дескрипторов.

*Этап 7.* Построение классификатора в виде дизъюнктивной нормальной формы [5] от показателей, определяющих отличие элементов различных классов  $DNF (I', D', EN')$ , где  $I' \in I, D' \in D, EN' \in EN$ .

## Классификация предприятий в соответствии с критерием различия целей и возможностей управления устойчивостью

Возможности применения предложенного метода классификации представим на примере распознавания нарушений различных стадий кризисного процесса промышленных предприятий. Предприятия характеризуются многоуровневой системой управления и, при этом, отдельные подсистемы связаны отношениями иерархической подчиненности. Они существенно различны в отношении тяжести кризисных изменений. Инструменты управления, эффективные на одних стадиях кризиса, неэффективны (и часто вредны) на других. Вместе с тем, сложно четко сформулировать признаки, отличающие предприятия, требующие различных приемов управления.

Таким образом, для данного класса систем обобщенная постановка задачи примет вид: разработать классификатор, позволяющий разделить предприятия на классы, такие, что экземпляры каждого класса схожи между собой и два любых объекта, принадлежащих различным классам, принципиально отличаются по составу целей и возможностей управления устойчивостью.

*Этап 1. Отбор обобщенных дескрипторов для описания состояния предприятия.*

В соответствии с разработанной авторами моделью устойчивости производственной системы [6], состояние  $sb$  объекта  $b$  может быть описано с помощью следующих обобщенных дескрипторов:

- исправность  $I$  его структурных элементов: материальных объектов  $Mb$ , материальных  $Pb$  и финансовых потоков  $Fb$ ;
- активность  $D$  механизмов устойчивости и антикризисного управления.

Требования системы внешнего регулирования в сфере управления устойчивостью предприятий  $EN$  определяют законодательно установленные критерии диагностики экономической несостоятельности.

Таким образом, состояние  $sb$  объекта  $b$  в каждый момент может быть описано вектором вида:

$$sb = \begin{bmatrix} I(Mb) \\ I(Pb) \\ I(Fb) \\ D(U_{Mb}) \\ D(U_{Pb}) \\ D(U_{Fb}) \\ D(A_{Mb}) \\ D(A_{Pb}) \\ D(A_{Fb}) \\ D(A_{sb}) \\ EN \end{bmatrix},$$

где  $Mb$  – множество материальных объектов предприятия;  $Pb$  – множество материальных потоков предприятия;  $Fb$  – множество финансовых потоков предприятия;  $U_{Mb}, U_{Pb}, U_{Fb}$  – множества механизмов устойчивости, действующих на уровне материальных объектов, материальных потоков и финансовых потоков соответственно;  $A_{Mb}, A_{Pb}, A_{Fb}$  – множества механизмов антикризисного управления, действующих на уровне материальных объектов, материальных потоков и финансовых потоков соответственно;  $A_{sb}$  – множество механизмов антикризисного управления, воздействующих одновременно на несколько подсистем предприятия;  $I$  – свойство исправности подсистем (материальных объектов, материальных потоков, финансовых потоков) предприятия;  $D$  – свойство активности механизмов устойчивости и антикризисного управления;  $EN$  – обобщенный показатель соответствия предприятия требованиям внешнего регулирования вопросов экономической несостоятельности.

Показатели  $I$  принимают значения 1 в случае, если все элементы соответствующего множества исправны:

$$I(Mb) = 1, \text{ если } \forall mb \in Mb | I(mb) = 1;$$

$I(Pb) = 1$ , если  $\forall pb \in Pb | I(pb) = 1$ ;

$I(Fb) = 1$ , если  $\forall fb \in Fb | I(fb) = 1$ .

Свойство активности принимает значение 1, если хотя бы один элемент множества активен:

$D(U_{Mb}) = 1$ , если  $\exists u_{mb} \in U_{Mb} | D(u_{mb}) = 1$ ;

$D(U_{Pb}) = 1$ , если  $\exists u_{pb} \in U_{Pb} | D(u_{pb}) = 1$ ;

$D(U_{Fb}) = 1$ , если  $\exists u_{fb} \in U_{Fb} | D(u_{fb}) = 1$ ;

$D(A_{Mb}) = 1$ , если  $\exists a_{mb} \in A_{Mb} | D(a_{mb}) = 1$ ;

$D(A_{Pb}) = 1$ , если  $\exists a_{pb} \in A_{Pb} | D(a_{pb}) = 1$ ;

$D(A_{Fb}) = 1$ , если  $\exists a_{fb} \in A_{Fb} | D(a_{fb}) = 1$ ;

$D(A_{sb}) = 1$ , если  $\exists a_{sb} \in A_{sb} | D(a_{sb}) = 1$ .

В противном случае перечисленные величины принимают нулевое значение.

Показатель  $EN$  принимает значение 1, в случае если предприятие соответствует критериям диагностики неплатежеспособности [7], 0 – в противном случае.

Результатом *этапа 2* является матрица размерностью  $14 \times 214$ , описывающая возможные сочетания 11 выбранных обобщенных дескрипторов. Каждый столбец матрицы которой соответствует отдельному состоянию объекта (т.е. аналогичен вектору  $sb$ ), строки матрицы соответствуют элементам вектора  $sb$  с теми же номерами.

*Этап 3.* Для исключения из полученной матрицы столбцов, содержащих недопустимые сочетания дескрипторов, заданы следующие запреты.

Запреты физических противоречий  $ZP$ :

– в случае отсутствия деструктивных воздействий на предприятие, сохраняется исправность его материальных объектов  $Mb$ , материальных потоков  $Pb$  и финансовых потоков  $Fb$ :

$$I(Mb) = 1 \wedge I(Pb) = 1 \wedge I(Fb) = 1 \quad (1)$$

– без применения каких-либо управляющих воздействий:

$$D(U_{Mb}) = 0 \wedge D(U_{Pb}) = 0 \wedge D(U_{Fb}) = 0 \wedge D(A_{Mb}) = 0 \wedge D(A_{Pb}) = 0 \wedge D(A_{Fb}) = 0 \wedge D(A_{sb}) = 0; \quad (2)$$

– если на предприятие оказывается деструктивное воздействие, но исправность какой-либо подсистемы сохранена, т.е.

$$I(x) = 1, \text{ для } x \in X, X = Mb \cup Pb \cup Fb; \quad (3)$$

то это достигается либо за счет механизмов устойчивости и тогда

$$D(u) = 1 \text{ для } u \in U, U = U_{Mb} \cup U_{Pb} \cup U_{Fb}; \quad (4)$$

либо за счет действия антикризисных мер, тогда

$$D(a) = 1 \text{ для } a \in A, A = A_{Mb} \cup A_{Pb} \cup A_{Fb}. \quad (5)$$

Запреты иерархии  $Z^H$  определяются иерархической подчиненностью между материальными объектами, материальными потоками, финансовыми потоками, а также элементами устойчивости и антикризисного управления на уровнях соответствующих подсистем.

Движение материальных потоков предприятия  $Pb$  (ритмичность и качество отгрузки продукции, поставка сырья и материалов) определяется состоянием его материальных объектов  $Mb$  (качеством работы персонала, состоянием производственной системы и проч.), следовательно,

$$\text{если } I(Mb) = 1, \text{ то } I(Pb) = 1. \quad (6)$$

В результате, сбой, возникшие на уровне материальных объектов  $Mb$ , распространяются на уровень материальных потоков  $Pb$ , что автоматически приводит к активизации механизмов устойчивости соответствующего уровня  $U_{Pb}$ :

если  $I(Mb)=0$ , то  $D(U_{Pb})=1$ . (7)

Аналогичная закономерность существует и в отношении финансовых потоков  $Fb$  и материальных потоков  $Pb$ :

если  $I(Pb)=1$ , то  $I(Fb)=1$ ; (8)

если  $I(Pb)=0$ , то  $D(U_{Fb})=1$ . (9)

Запреты рационального управления  $ZR$ :

– механизмы антикризисного управления разрабатываются и применяются в случае нарушения исправности некоторой одной или нескольких подсистем предприятия, а значит

если  $I(Mb)=0$ , то  $D(A_{Mb})=1$ ; (10)

если  $I(Pb)=0$ , то  $D(A_{Pb})=1$ ; (11)

если  $I(Fb)=0$ , то  $D(A_{Fb})=1$ ; (12)

– проект санации разрабатывается и реализуется в случае, если кризисный процесс не удалось остановить с помощью антикризисных мер, действующих на отдельные подсистемы предприятия, т.е.

$D(A_{sb})=1$ , если  $I(Mb)=0 \wedge I(Pb)=0 \wedge I(Fb)=0 \wedge D(A_{Mb})=1 \wedge D(A_{Pb})=1 \wedge D(A_{Fb})=1$ . (13)

Запреты внешнего регулирования  $ZEN$ . В силу того, что экономическая несостоятельность предприятия оценивается на основе показателей, характеризующих финансовые потоки [7], признаки этого состояния могут возникнуть только в случае нарушения исправности элементов множества финансовых потоков:

$EN=1$  тогда и только тогда, когда  $I(Fb)=0$  (14)

*Этап 4.* С учетом рассмотренных взаимосвязей между дескрипторами состояние  $sb$  предприятия  $b$  под действием кризисного процесса в течение одного цикла производства-реализации продукции может характеризоваться одним из 10 значений:

$$Sb = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Каждый столбец  $Sb_i$  ( $i=1..10$ ) матрицы  $Sb$  соответствует отдельному состоянию объекта (т.е. аналогичен вектору  $sb$ ), строки матрицы соответствуют элементам вектора  $sb$  с теми же номерами.

Представленные в матрице значения получены посредством исключения сочетаний, которые противоречат выражениям (1)–(14), из множества возможных сочетаний двоичных величин  $I$ ,  $D$  и  $EN$ .

*Этап 5.* Сравнения представленных матрицей  $Sb$  состояний предприятия позволило выделить среди них ОИСУ, имеющие принципиальные отличия по заданному критерию  $CR_{ij}$ .

1. Предприятия, не требующие антикризисного управления – устойчивые. Объединяет состояния, для которых справедливо следующее условие:

$$I(Mb) = 1 \wedge I(Pb) = 1 \wedge I(Fb) = 1.$$

Обозначим класс таких предприятий  $b_1$ :

$$b_1 = \{Sb^1, Sb^2\}.$$

2. Для управления устойчивостью достаточно сдерживающих мер на уровне отдельных подсистем, т.к. без привлечения приемов глубокого оздоровления, охватывающего различные подсистемы  $D(A_{Sb}) = 0$ , сохраняется исправность элементов уровня финансовых потоков  $I(FB) = 1$ , определяющих возобновление резервов управления.

Матрица  $Sb$  содержит 5 столбцов, соответствующих таким условиям. Для обозначения данного класса будем использовать символ  $b_2$

$$b_2 = \{Sb^3, Sb^4, Sb^5, Sb^6, Sb^7\}.$$

3. Требуют инициативной санации – состояние самостоятельного антикризисного управления –  $b_3$ . Для таких объектов недостаточно поддерживающих антикризисных мер на уровне отдельных подсистем:

$$D(U_{Mb}) = 1 \wedge D(U_{Pb}) = 1 \wedge D(U_{Fb}) = 1 \wedge D(A_{Mb}) = 1 \wedge D(A_{Pb}) = 1 \wedge D(A_{Fb}) = 1,$$

$$\text{при этом } I(Mb) = 0 \wedge I(Pb) = 0 \wedge I(Fb) = 0$$

Для обозначения данного класса будем использовать символ  $b_3$ :

$$b_3 = \{Sb^8, Sb^9\}.$$

4. Требуют внешнего антикризисного управления – потенциальные банкроты. Для таких предприятий  $EN = 1$ .

$$b_4 = \{Sb^{10}\}.$$

Элементы выделенных классов характеризуются принципиальной разницей целей и возможностей управления устойчивостью. Поэтому в случае отсутствия дополнительных требований со стороны ЛПР, этап 6 можно считать пройденным с положительным результатом.

*Этап 7.* Для построения классификатора в виде дизъюнктивной нормальной формы  $DNF (I', D', EN')$  рассмотрим значения каждого используемого дескриптора для объектов различных классов. Для каждого класса существует один или два дескриптора, значение которых определяет принадлежность объекта к данному классу:

- $D(U_{Pb}) = 1$ , для класса  $b_1$ ;
- $I(Fb) = 1$  и  $I(U_{Pb}) = 1$ , либо  $I(Fb) = 1$  и  $D(A_{Mb}) = 1$  для класса  $b_2$  (в дальнейшем для определения принадлежности классу  $b_2$  будем использовать показатель  $I(Fb)$  и  $D(UPb)$ );
- $I(Fb) = 0$  для класса  $b_3$ ;
- $EN = 1$  для класса  $b_4$ .

Следовательно, для однозначного разграничения классов  $b_1, b_2, b_3, b_4$  достаточно трех дескрипторов:

$$\{I', D', EN'\} = \begin{bmatrix} I(Fb) \\ D(U_{Pb}) \\ EN \end{bmatrix}.$$

Для объектов распознаваемых классов  $b_1, b_2, b_3, b_4$  матрица  $Sb'$  примет следующий вид:

$$Sb' = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Разграничение классов  $b_1, b_2, b_3, b_4$  может быть выполнено на основе следующей дизъ-

юнктивной формы:

$$DNF = \overline{I(Fb)} + D(U_{pb}) + EN,$$

принимающей значение 0 – для объектов класса  $b_1$ ; 1– для объектов класса  $b_2$ ; 2– для объектов класса  $b_3$ ; 3– для объектов класса  $b_4$ .

Значительный практический интерес имеет также сокращенная форма классификатора, позволяющего распознать классы  $b_2$ ,  $b_3$  и  $b_4$  в ситуации, когда известно, что классифицируемое множество не содержит элементов класса  $b_1$ :

$$DNF' = \overline{I(Fb)} + EN.$$

$DNF'$  принимает значение 0 – для объектов класса  $b_2$ ; 1– для объектов класса  $b_3$ ; 2– для объектов класса  $b_4$ .

### Результаты и их обсуждение

В результате проведенных исследований получен метод классификации с заранее неизвестным составом классов и заданным критерием их разделения, а также математическая модель классификации предприятий по критерию различия целей и возможностей управления устойчивостью.

Полученные метод и математическая модель иллюстрируют возможности решения задач, в равной степени недоступных для классических методов классификации с учителем и без учителя – задач с неполной информацией о составе классов. При этом предложенный инструментарий позволяет разделять объекты не произвольным случайным образом, а в соответствии с заданным критерием классификации.

В отличие от методов классификации с учителем, предложенный математический аппарат более гибок и не требует упрощения исходной задачи с целью обязательного определения полного алфавита классов на начальных этапах синтеза математической модели классификации.

Применение аппарата алгебры логики с целью отбора значимых признаков, используемых при классификации, также имеет ряд преимуществ перед альтернативными методами (корреляционный анализ или вычисление различных расстояний). Предложенный вариант отражает логику взаимодействия между реальными подсистемами классифицируемых объектов и, в отличие от аналогов, экономичен и свободен от ошибок, связанных с неадекватностью характеристик выборочной совокупности, используемой при оценке информативности дескрипторов.

Представление классификатора в дизъюнктивной нормальной форме предоставляет широкие возможности автоматизированной и аппаратной реализации предложенного метода классификации.

## THE CATEGORIZATION METHOD WITH UNDEFINED CLASS ALPHABETIC AND GIVEN CRITERION OF THEIR DIVISION

K.S. KURACHKA, N.N. MASALITINA

### Abstract

The multiclass categorization method without learning was proposed. It allows to use a qualitative criterions of categorization. The whole class alphabetic and etalons ensemble is not required. The method is orientated on objects with an hierarchy structure of management system. Principles of Boolean algebra are in the base of the method. The example of en industrial enterprises categorization is represented.



### Список литературы

1. Головки В.А. Нейросетевые методы обучения и обработки информации в системах управления и прогнозирования: Дис. на соиск. учен. степ. д-ра техн. наук. Минск, 2002.
2. Корноушенко, Е.В. // Материалы межд. научн. конгресса по информатике «Информационные системы и технологии», Минск, 31 окт. – 3 нояб. 2011 г. Минск: БГУ, 2011. С.81–85
3. С.А. Айвазян. Прикладная статистика: Классификация и снижение размерности: справ. изд. М., 1989.
4. Мандель И.Д. Кластерный анализ. М.:, 1988.
5. Закревский Д.А. Логика распознавания. Минск, 1988.
6. Масалитина Н.Н. // Информатика. 2010, №4. С. 57–71.
6. Инструкция по анализу и контролю за финансовым состоянием и платежеспособностью субъектов предпринимательской деятельности: Постановление Министерства финансов Республики Беларусь, Министерства экономики Республики Беларусь, Министерства статистики и анализа Республики Беларусь, 14 мая 2004 г., № 81/128/65 // Эталон-Беларусь [Электрон. ресурс] / Нац. центр правовой информ. Республики Беларусь. – Минск, 2004.

Библиотека БГУИР

УДК 539.216:546.824-31

## ФОРМИРОВАНИЕ И СВОЙСТВА ФОТОКАТАЛИТИЧЕСКИ ТОЛСТЫХ ПЛЕНОК С ДИОКСИДОМ ТИТАНА

К.В. АШУРКЕВИЧ, И.А. НИКОЛАЕНКО, В.Е. БОРИСЕНКО

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

Поступила в редакцию 20 марта 2012

Приведены результаты разработки и исследования технологии формирования фотокаталитически активных пористых толстых пленок толщиной порядка 20 мкм путем вжигания пасты из порошка нанодисперсного диоксида титана и натриевого жидкого стекла на стеклянных подложках при 200 – 400 °С. Показано, что повышение пористости уже воженных пленок может быть осуществлено путем химического растравливания в них пор и межблочных границ, увеличивая таким образом эффективную поверхность до 30 м<sup>2</sup>/г. Фотокаталитическая активность сформированные таким образом пленок подтверждена результатами разложения органического красителя – метиленового синего, в водном растворе, подвергнутом ультрафиолетовому облучению.

*Ключевые слова:* толстые пленки, диоксид титана, фотокаталитическая активность.

### Введение

Диоксид титана (TiO<sub>2</sub>) является одним из наиболее простым по технологии получения и в тоже время эффективным для фотокаталитических применений материалом [1]. Значительные усилия направлены на разработку технологии получения этого материала, пригодную для массового производства фотокаталитических систем, в особенности для очистки воды и воздуха.

Пленки из диоксид титана получают различными способами, среди которых наиболее часто используются электрохимическое оксидирование титана [2–9] и золь-гель технология. Электрохимическое оксидирование металлов в жидких электролитах широко используется для формирования пористых пленок из оксидов этих металлов, золь-гель технологию создания пористого диоксида титана рассматривают в качестве альтернативы электрохимическому оксидированию, поскольку ее достоинства включают использование менее агрессивных химических реагентов, простоту оборудования, отсутствие необходимости использования электроэнергии, возможность формирования покрытий на очень больших площадях. Сегодня эта технология используется главным образом для получения порошков диоксида титана с микронными и нанометровыми размерами зерен.

Вместе с этим, наиболее простым и экономически выгодным способом получения фотокаталитических поверхностей, на наш взгляд, является толсто пленочная технология. Она широко используется для производства пассивных компонентов интегральных микросхем (резисторы, конденсаторы, межсоединения). Однако ее применение для создания фотокаталитически активных толстых пленок на основе диоксида титана остается малоизученным. Выполненные в этом направлении разработки предполагают высокие температуры вжигания толсто пленочных композиций – 600...900°С. Это приводит к перестройке кристаллической решетки диоксида титана, сопровождающейся превращением фотокаталитически активной фазы со структурой анатаза в менее активный рутил.

Целью проведенной нами разработки явилось экспериментальное отыскание таких соотношений компонентов исходной толсто пленочной композиции, включающей диоксид тита-

на, которые обеспечили бы формирование из нее фотокаталитически активных толстых пленок после вжигания при температуре не выше 500°C. Результаты этой разработки и свойства полученных пленок представлены в данной статье.

### Методика эксперимента

Экспериментальные толсто пленочные композиции (пасты) составляли из нанодисперсного порошка диоксида титана (*Degussa P25*, размер частиц  $\text{TiO}_2 \sim 25$  нм, 80% анатаз и 20% рутил) и натриевого жидкого стекла (ГОСТ 13078-81). Была подготовлена серия образцов с содержанием  $\text{TiO}_2$  20, 25 и 30 масс.%. Смешивание компонентов и гомогенизацию пасты проводили агатовым пестиком в агатовой ступке.

В качестве подложек использовали стеклянные пластинки размером 25×75 мм толщиной 1 мм. Их подготовка подложек включала: обезжиривание в этиловом спирте 10 мин при комнатной температуре, обработку в хромовой смеси ( $\text{K}_2\text{Cr}_2\text{O}_7 + \text{H}_2\text{SO}_4$ ) в течение 10 мин при комнатной температуре, промывку в дистиллированной воде и сушку на воздухе при 100°C.

Для формирования определенной пространственной конфигурации толстой пленки на поверхности подложки использовали контактную маску из полимерной пленки. После нанесения пасты маску удаляли и подложки с нанесенной пленкой подвергали термообработке при 200, 250, 300, 350 и 400°C в течение 20 мин на воздухе. Толщина сформированных таким образом пленок составляла около 20 мкм.

Половину образцов дополнительно обрабатывали в 5% растворе плавиковой кислоты (HF) в течение одной минуты с целью селективного вытравливания диоксида кремния и получения более развитой поверхности пленки.

Адгезию воженных пленок оценивали по их относительной устойчивости к механическому воздействию острия стального зонда. Структуру поверхности сформированных пленок исследовали с использованием растровой электронной микроскопии (РЭМ), элементный состав – рентгеновским энергодисперсионным анализом, фазовый состав – рентгеновским дифракционным анализом. Пористость определяли ВЕТ-анализом.

Оптические свойства сформированных толстых пленок оценивали по спектрам их поглощения в ультрафиолетовой и видимой области спектра при комнатной температуре.

Фотокаталитические свойства сформированных толстых пленок оценивали по разложению органического красителя – метиленового синего ( $\text{C}_{16}\text{H}_{18}\text{ClN}_3\text{S} \cdot \text{H}_2\text{O}$ ), в водном растворе, подвергнутом ультрафиолетовому облучению. Концентрация красителя составляла  $8 \cdot 10^{-4}\%$ , что было достаточно, чтобы исходный раствор имел насыщенный синий цвет. Образцы толстых пленок равной площади ( $1 \text{ см}^2$ ) на стеклянных подложках погружали в чаши Петри, заполненные равным объемом (5 мл) красителя и помещали под ртутную дуговую газоразрядную лампу мощностью 400 Вт. Время облучения составило 8,5 ч. В группу контрольных образцов входили: чаша Петри с раствором красителя но без подложки с толстой пленкой, облучаемая одновременно с экспериментальными образцами (для контроля фоторазложения красителя без каталитического участия экспериментального образца); чаша Петри с экспериментальным образцом и раствором красителя, не подвергавшиеся облучению (для контроля разложения красителя без участия света только за счет каталитического эффекта от экспериментального образца). Разложение красителя контролировали по изменению оптических спектров его пропускания в видимом диапазоне длин волн.

### Результаты и их обсуждение

Сплошные пленки с надежной адгезией к поверхности стеклянной подложки удалось сформировать только из паст с содержанием  $\text{TiO}_2$  20 и 25 масс.% после их вжигания во всем исследуемом диапазоне температур. При этом пленки, сформированные из паст с 25 масс.%  $\text{TiO}_2$ , имеют наилучшую однородность по поверхности и более выраженные поры. Отмечен блочный характер воженных пленок. Размер блоков составляет от нескольких мкм до 10 мкм, однако при этом блочные пленки сохраняют свою механическую связь с подложкой. Структура пор и межблочных границ проявляется еще более отчетливо после травления в 5% растворе плавиковой кислоты.

Температура вжигания, является одним из главных технологических факторов, определяющих структуру толстых пленок. Ее роль иллюстрируют приведенные на рис. 1 РЭМ-изображения поверхности пленок, протравленных после вжигания в растворе плавиковой кислоты. Травление позволяет расширить поры и межблочные границы.

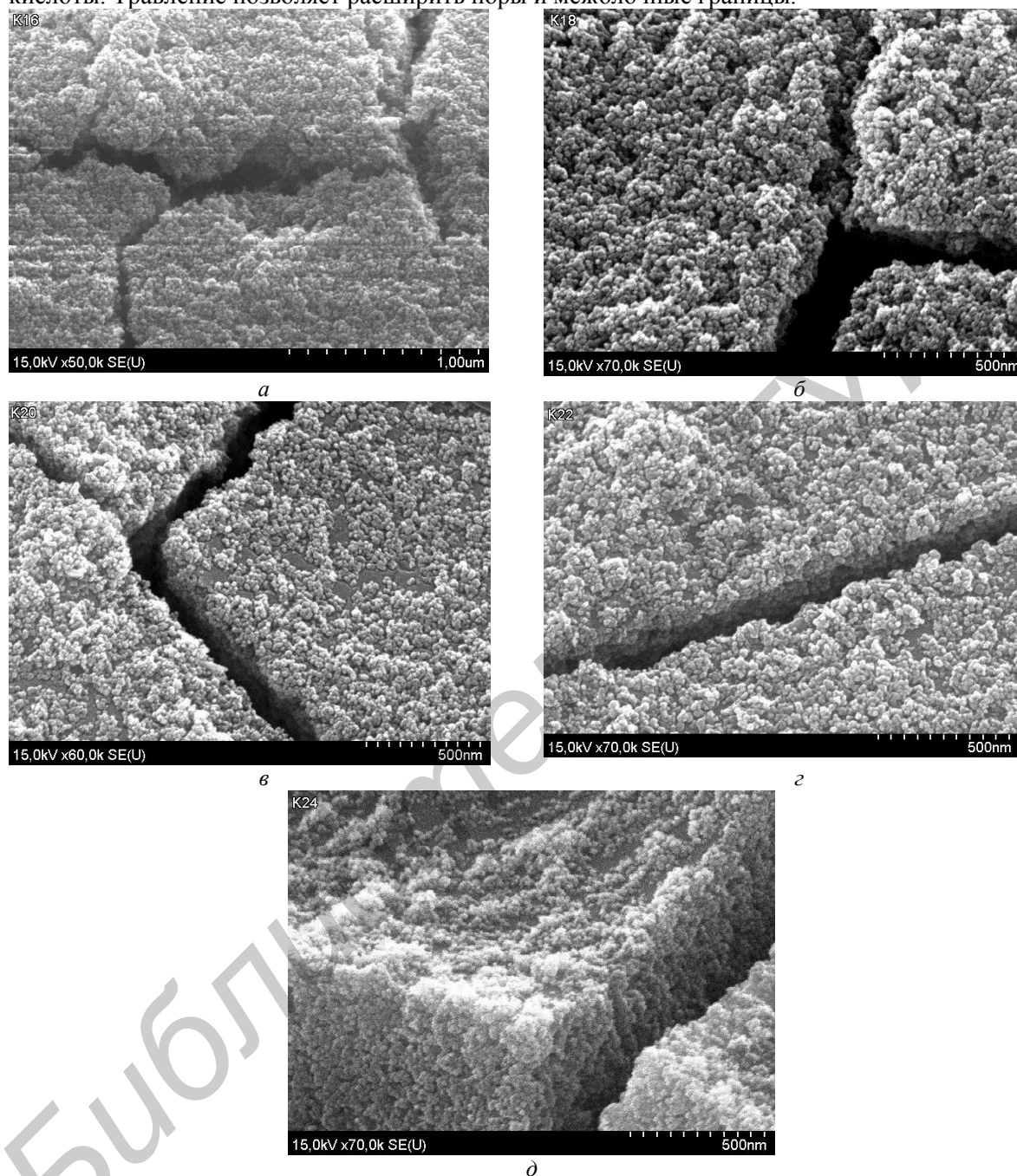


Рис. 1. Поверхность толстых пленок, содержащих 25 масс.%  $\text{TiO}_2$ , вожженных при:  
*a* – 200°C; *б* – 250°C; *в* – 300 °C; *г* – 350°C; *д* – 400°C  
 на воздухе в течение 20 мин и подверженных травлению в 5 % растворе  
 плавиковой кислоты в течение одной минуты

Анализ РЭМ-изображений показывает, что уже при 200°C формируется приемлемая пористая структура толстой пленки. При этом просматриваются отдельные частицы, связанные в единую сеть. Пленки, вожженные при данной температуре, по адгезии и механической устойчивости к царапанию не отличаются заметно от пленок, вожженных при более высоких температурах, хотя при более высоких температурах вжигания заметна агломерация частиц и образование объемных промежутков между отдельными частицами. Размер основных пор в вожженных и протравленных пленках лежит в пределах от 10 до 20 нм. Об этом свидетельствуют и

данные проведенного *BET*-анализа, показавший также, что эффективная поверхность пленок достигает  $30 \text{ м}^2/\text{г}$ , что на несколько порядков больше, чем можно ожидать от беспористой пленки.

Рентгеноструктурный анализ показал, что доминирующей фазой во всех исследованных пленках является анатаз, как это было заложено в исходном порошке  $\text{TiO}_2$ . В исследованном диапазоне температур вжигания изменений в соотношении этих фаз не зафиксировано. Наличие в пленках других кристаллических фаз в количествах достаточных для рентгеновского анализа в экспериментальных образцах не обнаружено. Однако присутствие отдельных химических элементов, входящих в состав натриевого жидкого стекла, зафиксировано рентгеновским энергодисперсионным анализом (рис. 2).

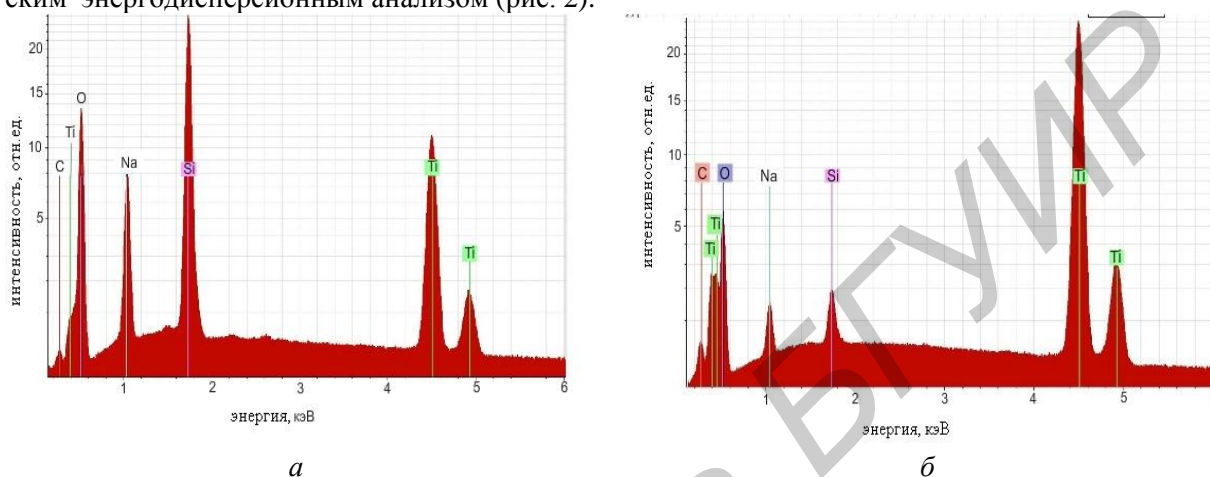


Рис. 2. Энергодисперсионный рентгеновский спектр толстой пленки, сформированной из пасты содержащей 25 масс.%  $\text{TiO}_2$  вжиганием при  $200^\circ\text{C}$  в течение 20 мин:  
*a* – до травления; *б* – после травления  
 в 5% растворе плавиковой кислоты в течение одной минуты.

Наряду с Ti, O, Si в пленках имеется заметное количество Na и C, а также Ca (~ 1 масс.%), которые связаны с компонентами используемого жидкого стекла. Соотношение всех этих компонентов существенно меняется в результате травления пленок в растворе плавиковой кислоты. Количественные характеристики этих изменений для пленки, обобщены в таблице. Здесь же приведены и данные для образцов, участвовавших в последующих фотокаталитических экспериментах (пленки 3 и 4).

**Соотношение химических элементов в толстых пленках, сформированной из пасты содержащей 25 масс.%  $\text{TiO}_2$  и вожженных при  $200^\circ\text{C}$  в течение 20 мин**

Характеристика образца	Количество химических элементов в объеме пленки, масс.%				
	Титан	Углерод	Кислород	Натрий	Кремний
1. Пленка, не подвергавшаяся травлению после вжигания	25,88	0,62	47,57	9,28	16,65
2. Пленка, подвергавшаяся травлению в плавиковой кислоте	58,04	1,02	37,51	2,21	1,21
3. Пленка, находившаяся в растворе красителя и подвергавшаяся воздействию ультрафиолетового излучения	32,95	0,99	64,82	0,29	0,83
4. Пленка, находившаяся в растворе красителя и не подвергавшаяся воздействию ультрафиолетового излучения	25,28	5,36	64,81	1,76	1,65

Травление вожженных толстых пленок в плавиковой кислоте приводит к значительному уменьшению относительного количества кремния и натрия и к двукратному увеличению относительного количества титана.

Оптические спектры поглощения толстых пленок, сформированных специально для этих исследований на подложках из плавленого кварца (рис. 3), показывают ярко выраженное поглощение излучения в диапазоне длин волн 280...380 нм, что целесообразно связать с по-

глошением наночастицами  $\text{TiO}_2$ . Коэффициент поглощения, рассчитанный для этого диапазона длин волн, составляет порядка  $(2 \dots 5) \cdot 10^3 \text{ см}^{-1}$ . Поглощение в более длинноволновой части спектра 400...1100 нм вероятнее всего связано с поглощением на свободных носителях заряда и с другими соединениями, в частности с оксидами Si, Na, Ca, также присутствующими в пленке вследствие их наличия в жидком стекле, используемом для приготовления пасты.

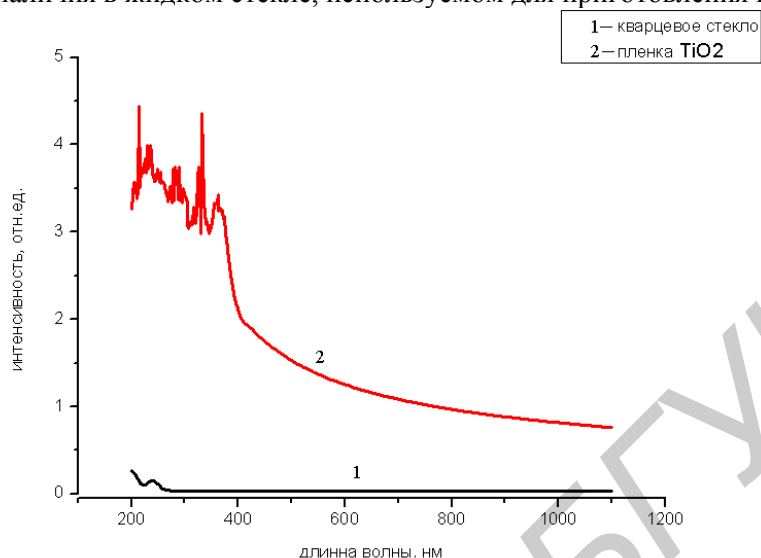


Рис. 3. Спектр поглощения кварцевой подложки и с сформированной на ней пленки из пасты, содержащей 25 масс.%  $\text{TiO}_2$ , воженной при  $200^\circ\text{C}$  в течение 20 мин и протравленной в 5% растворе плавиковой кислоты в течение одной минуты

Фотокаталитический эффект от толстых пленок, содержащих диоксид титана, иллюстрируют спектры пропускания водного раствора с органическим красителем (рис. 4), разложение которого производилось одновременно при ультрафиолетовом облучении и без него.

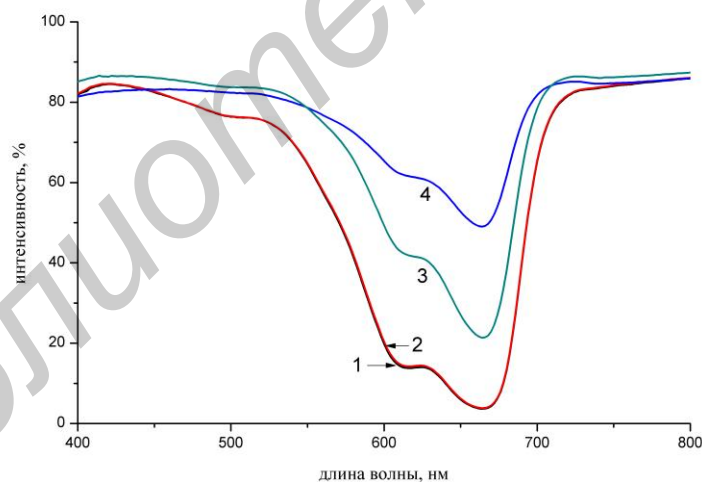


Рис. 4. Спектры пропускания водного раствора метиленового синего, находившегося в присутствии пленки диоксида титана, воженной при  $200^\circ\text{C}$  в течение 20 мин и подвергшейся травлению в 5% растворе плавиковой кислоты в течение одной минуты:

- 1 – исходный раствор красителя; 2 – контрольный раствор красителя, облучавшегося без экспериментально образца; 3 – раствор красителя в присутствии пленки с диоксидом титана, не подвергавшийся воздействию ультрафиолетового излучения;
- 4 – раствор красителя в присутствии пленки с диоксидом титана, подвергавшийся воздействию ультрафиолетового излучения

Увеличение пропускания раствора с красителем в присутствии пленки с диоксидом титана, не подвергавшегося ультрафиолетовому облучению (кривая 3 на рис. 4) говорит о существенной хемосорбционной способности таких пленок. Следует отметить, что как облучавшиеся, так и не облучавшиеся в растворе красителя пленки приобретают синий цвет, что свиде-

тельствует о хемосорбции красителя на поверхности пленок. Рентгеновский энергодисперсионный анализ толстых пленок с адсорбированным красителем обнаруживает в составе их поверхностного слоя значительные количества углерода и кислорода, а также серу, которые составляют основу красителя.

Просветление раствора красителя существенно больше после ультрафиолетового облучения (кривая 4 на рис. 4), что является подтверждением фотокаталитической активности наноструктурированного диоксида титана, входящего в состав сформированных толстых пленок.

### Заключение

Разработан простой и эффективный метод создания неорганических пористых пленок, содержащих наноструктурированный диоксид титана, по толстопленочной технологии. В состав пастообразной композиции, используемой для формирования таких пленок, входит натриевое жидкое стекло (ГОСТ 13078-81) и нанодисперсный порошок диоксида титана (*Degussa P25*). Вжигание таких паст при 200...400°C обеспечивает механическую прочность и хорошую адгезию пленок к стеклянным подложкам при неизменности соотношения анатаз/рутил по отношению к исходной композиции. Создаваемые таким образом пленки принципиально пригодны для фотокаталитической очистки воды.

Авторы выражают признательность компании АЛЬДЕС-БЕЛ за материальную поддержку выполненных исследований.

## FORMATIONS AND PROPERTIES PHOTOCATALYTICALLY ACTIVE THICK FILMS WITH DIOXIDE TITANIUM

K.V. ASHURKEVICH, I.A. NIKOLAENKO, V.E. BORISENKO

### Abstract

Photocatalytically active porous films as thick as 20  $\mu\text{m}$  were fabricated from the paste composed of sodium silicate solute and nanodispersed  $\text{TiO}_2$  powder fired at 200 to 400°C on glass substrates. It was shown, that the porosity of films can be extended by chemical etching, that allows an increase of the effective surface up to 30  $\text{m}^2/\text{g}$ . The photocatalytic activity of the films was estimated by decomposition the organic dye which was aqueous solution of methylene blue subjected to ultraviolet radiation.

### Список литературы

1. *Carp O., Huisman C.L., Reller. A. Photoinduced reactivity of titanium oxide Prog. Sol. State Chem. 2004.*
2. *Gong D.C., Grimes A.O., Varghese K.W., et. al. // Mat. Res. 2001, №16. P. 3331–3334.*
3. *Ruan C., Paulose M., Varghese O.K., et. al. // Phys. Chem. 2005, №109. P 15754–15759.*
4. *Mor G.K., Shankar K., Paulos M., et. al. // Nanoletters. 2005, №5(1). P 191–195.*
5. *Ruan C., Paulose M.O., Varghese K., et. al. // Solar Energy Materials & Solar Cells. 2006, № 90. P. 1283–1295.*
6. *Macak J.M., Aldabergerova S., Ghicov A., et. al. // Phys. Stat. Sol. 2006, №203(10). P 67–69.*
7. *Premchand Y. D. , Djenizian T., Vacandio F., et. al. // Electroch. Comm. 2006, №8. P 1840–1844.*
8. *Shankar K., Mor G.K. ,Prakasam H.E. // Nanotechnology. 2007, №18.*
9. *Roya S.C., Paulose M., Grimes C.A. // Biomaterials. 2007, №28. P. 4667–4672.*

УДК 621.391; 621.395.44

## МНОГОКАНАЛЬНЫЙ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ АДАПТИВНЫЙ ФИЛЬТР НА ОСНОВЕ ДВОЙНОГО СМЕЖНО-ГРУППОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Д.Л. ХОДЫКО, С.Б. САЛОМАТИН

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

Поступила в редакцию 20 апреля 2012

Рассматривается многоканальный частотно-временной адаптивный фильтр с быстрой сходимостью. Для снижения времени адаптации используется двойное смежно-групповое спектральное преобразование. Приведены сравнения предлагаемого фильтра с известным адаптивным фильтром.

*Ключевые слова:* частотно-временной адаптивный фильтр, двойное спектральное преобразование

### Введение

Работа систем спутниковой передачи информации, систем спутниковой связи с кодовым или частотным разделением в условиях действия помеховых сигналов приводит к ухудшению качества принимаемой информации. Одним из методов помехозащищенного приема сигналов на фоне модулированных помех с учетом априорной неопределенности их параметров является частотно-временная адаптивная фильтрация.

Коэффициенты частотной характеристики оптимального фильтра могут быть получены на основе градиентного поиска [1]:

$$\tilde{\mathbf{w}}(m+1) = \tilde{\mathbf{w}}(m) + \frac{\mu}{2}(-\nabla), \quad (1)$$

где  $\tilde{\mathbf{w}}(m)$  – коэффициенты адаптивного фильтра,  $\tilde{\mathbf{w}}(m) = \{\tilde{w}(m, k), k = 0..L-1\}$ ,  $k$  – дискретный индекс частоты;  $L$  – длина фильтра;  $m$  – номер итерации процесса адаптации;  $\mu$  – шаг сходимости;  $\nabla = \text{grad}(\mathbf{J})$  – градиент стоимостной функции  $\mathbf{J}$ .

Применение оценки градиента  $\hat{\nabla}(m) = -\tilde{\mathbf{\epsilon}}(m)\tilde{\mathbf{Y}}(m)$  в выражении (1) дает рекурсивный алгоритм вычисления коэффициентов фильтра [1]:

$$\tilde{\mathbf{w}}(m+1) = \tilde{\mathbf{w}}(m) - 2\mu\tilde{\mathbf{\epsilon}}(m)\tilde{\mathbf{Y}}(m), \quad (2)$$

где  $\tilde{\mathbf{\epsilon}}(m)$  – дискретный Фурье-спектр ошибки  $\tilde{\mathbf{\epsilon}}(m) = \{\tilde{\epsilon}(m, k), k = 0..L-1\}$ ;  $\tilde{\mathbf{Y}}(m)$  – Фурье-образ выборки входного процесса  $\mathbf{y}(m)$ ,  $\tilde{\mathbf{Y}}(m) = \{\tilde{Y}(m, k), k = 0..L-1\}$ .

Выборка процесса  $\mathbf{y}(m)$  в виде вектора-столбца смеси сигнала и помехи определяется выражением  $\mathbf{y}(m) = \{y(t_{m,n}), n = 0..L-1\}$ , где  $t_{m,n} = T_d(n + mL) = t_n + T_d mL$ ,  $T_d$  – интервал дискретизации,  $n$  – дискретный индекс времени.

Недостатки адаптивного алгоритма (2) аналогичны недостаткам адаптивного алгоритма во временной области [2] – большое время сходимости при подавлении модулированных сигналов. Уменьшение времени сходимости достигается введением параметра в алгоритм адапта-



ции, обладающего большей информативностью о помехе, чем шаг сходимости, выбираемый из собственных значений корреляционной матрицы (КМ). Таким параметром может выступать выборочная корреляционная матрица спектра помехи или спектральное преобразование помехи.

Целью работы является построение многоканального адаптивного фильтра в спектральной области с быстрой сходимостью на основе спектральных преобразований.

### Многоканальный частотно-временной адаптивный фильтр

Применим к входному процессу  $\mathbf{y}(m)$  смежно-групповое спектральное преобразование [3]:

$$\mathbf{F}_T^{(q)}(m) = F^{(q)}\{\mathbf{y}(m)\} = \mathbf{W}(n, k) \mathbf{U}^{(q)} \mathbf{y}(m),$$

где  $\mathbf{F}_T^{(q)}(m)$  – спектр процесса  $\mathbf{y}(m)$  в  $q$ -ом смежном классе,  $\mathbf{F}_T^{(q)} = \{F_T^{(q)}(k), k = 0..L-1\}$ ,

$q = 0..Q-1$ ;  $\mathbf{W}(n, k) = \left\{ \exp\left(\frac{-j2\pi nk}{L\tilde{Q}}\right), n, k = 0..L-1 \right\}$  – матрица преобразования

Фурье;  $\mathbf{U}^{(q)} = \text{diag} \left\{ \exp\left(\frac{-j2\pi qn}{L\tilde{Q}}\right), n = 0..L-1 \right\}$  – диагональная матрица размерности  $L \times L$

С учетом КМ спектра  $\hat{\mathbf{R}}^{(q)}(m)$  и выражения (2) получим многоканальный рекурсивный алгоритм адаптивной фильтрации

$$\tilde{\mathbf{w}}^{(q)}(m+1) = \tilde{\mathbf{w}}^{(q)}(m) - 2\mu \tilde{\mathbf{\epsilon}}^{(q)}(m) F^{(q)}\{\mathbf{y}(m)\} \frac{\hat{\mathbf{R}}^{(q)}(m)}{\text{tr}(\hat{\mathbf{R}}^{(q)}(m))}, \quad (3)$$

где  $\hat{\mathbf{R}}^{(q)}(m) = \mathbf{M}\{\mathbf{F}_T^{(q)}(m)(\mathbf{F}_T^{(q)}(m))^H\}$ ;  $(\ )^H$  – транспонирование и комплексное сопряжение;

$\mathbf{M}\{\ \}$  – математическое ожидание;  $\text{tr}(\ )$  – след матрицы;  $\tilde{\mathbf{\epsilon}}^{(q)}(m)$  – спектр ошибки,

$\tilde{\mathbf{\epsilon}}^{(q)}(m) = F^{(q)}\{\mathbf{x}(m)\} - F^{(q)}\{\mathbf{y}(m)\} \cdot (\tilde{\mathbf{w}}^{(q)}(m))^*$ ;  $\mathbf{x}(m)$  – выборка эталонного сигнала;  $(\ )^*$  – комплексное сопряжение.

След матрицы используется для нормализации КМ, а  $\mu$  – шаг адаптации, регулирующий устойчивость схождения адаптивного алгоритма, выбирается из разброса собственных значений КМ  $\hat{\mathbf{R}}_m^{(q)}$ . Выходной канал  $\tilde{Q}$ -канального адаптивного фильтра выбирается по минимуму дисперсии ошибки:  $\hat{q} = \arg \min_q (\tilde{\sigma}^{(q)}(m))$ , где  $\tilde{\sigma}^{(q)}(m)$  – дисперсия ошибки  $\tilde{\mathbf{\epsilon}}^{(q)}(m)$ .

Сформируем матрицу следующего вида из спектральных преобразований входного процесса:

$$\mathbf{V}_m^{(q)} = \left[ \begin{array}{c} F^{(q)}\{F^{(q)}\{\mathbf{y}(m)\}\} \\ F^{(q)}\{F^{(q)}\{\mathbf{y}(m-1)\}\} \\ \dots \\ F^{(q)}\{F^{(q)}\{\mathbf{y}(m-L+1)\}\} \end{array} \right]^T$$

и подставим ее в выражение (3) вместо  $\hat{\mathbf{R}}_m^{(q)}$ . Получим многоканальный частотно-временной адаптивный фильтр с двойным спектральным преобразованием.

Вычислительная сложность спектрального преобразования, применяемого в матрице  $\mathbf{V}_m^{(q)}$ , при использовании алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) по основанию 2 длиной  $L = 2^n$  требует  $L \log_2(L)$  операций сложения,  $0,5L \log_2(L) + L$  операций комплексного умножения, включая умножение на  $\mathbf{U}^{(q)}$ .

## Моделирование работы частотно-временного адаптивного фильтра

Выберем в качестве помеховых сигналов модели кодофазоманипулированного (КФМ) сигнала и линейно-частотно-модулированного (ЛЧМ) сигнала:

$$J_{WB}(t) = \frac{A_J}{\sqrt{2}} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{N_{PN}} d_J(k) \text{rect}(t - (k-1)T_{PN} - (p-1)T_0),$$

$$J_{NB}(t) = A_J \cos(\omega_j t + \pi f_M t^2 / T_0),$$

где  $d_J(k)$  – символ кода ПСП;  $N_{PN}$  – число элементов ПСП;  $\text{rect}(t)$  – закон модуляции дискрета;  $T_{PN}$  – длительность дискрета;  $T_0$  – период повторения сигнала;  $p$  – число периодов помехового сигнала;  $\omega_j$  – начальная частота;  $f_M$  – девиация частоты.

Полезным сигналом  $S(t)$  является КФМ-сигнал, элементами ПСП которого выбраны значения кода Голда  $N_{PN} = 1023$  [4]. Параметры моделирования для КФМ-помехи:  $N_{PN} = 1023$ ,  $T_{PN} = 1$  мкс,  $d_J(k)$  – элементы комплиментарной последовательности [5], интервал дискретизации  $T_d = 0,5T_{PN}$ ; для ЛЧМ-помехи:  $\omega_j = 0$ ,  $f_M = 200$  кГц,  $T_0 = 1$  мс. Параметры преобразования: длина преобразования Фурье  $L = 128$ , число смежных классов  $\tilde{Q} = 4$ . Амплитуда помех  $A_J = 20$  В, мощность шума 0,025 Вт.

Дисперсию ошибки фильтрации с учетом временного интервала дискретизации определим как

$$\xi^{(q)}(t_m) = \frac{1}{L-1} \sum_{n=0}^{L-1} (S(t_{m,n}) - \varepsilon^{(q)}(t_{m,n}))^2,$$

где  $S(t_{m,n})$  – отсчеты сигнала,  $S(t_{m,n}) = \{S(t_{m,n}), n = 0..L-1\}$ ;  $\varepsilon^{(q)}(t_{m,n})$  – значения ошибки во временной области,  $\varepsilon^{(q)}(t_{m,n}) = \{\varepsilon^{(q)}(t_{m,n}), n = 0..L-1\}$ .

На рис. 1 показаны результаты моделирования адаптивного алгоритма (2) при подавлении ЛЧМ-помехи и КФМ-помехи.

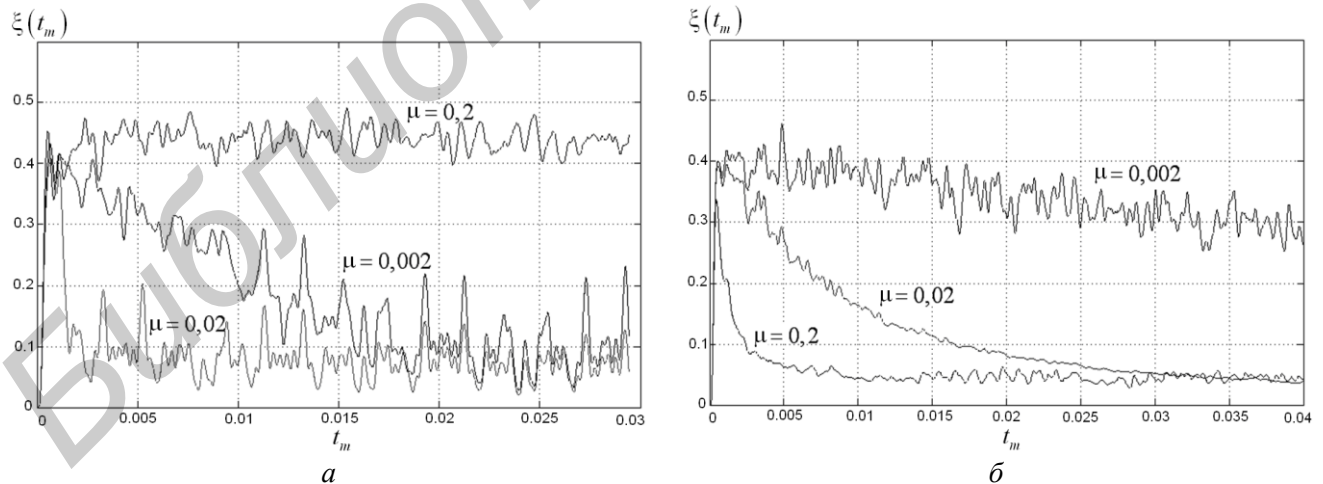


Рис. 1. Дисперсия ошибки фильтрации при подавлении:  
 а – ЛЧМ-помехи; б – КФМ-помехи при различных  $\mu$

Из рис. 1 а видно, что быстрая сходимость адаптивного фильтра (2,5 мс) обеспечивается при  $\mu = 0,02$ . Среднее значение дисперсии в установившемся режиме 0,025. При подавлении КФМ помехи (рис. 1 б), быстрая сходимость (10 мс) соответствует  $\mu = 0,2$ . Однако точность фильтрации в установившемся значении составляет 0,01 при  $\mu = 0,02$ , что в 5 раз ниже, чем для  $\mu = 0,2$ .

Вместо КМ  $\hat{\mathbf{R}}_m^{(q)}$  может быть использована матрица ее собственных векторов. На рис. 2 показана дисперсия ошибки фильтрации КФМ-сигнала на фоне структурной помехи с использованием матрицы собственных векторов КМ  $\hat{\mathbf{R}}_m^{(q)}$  в адаптивном алгоритме (3).

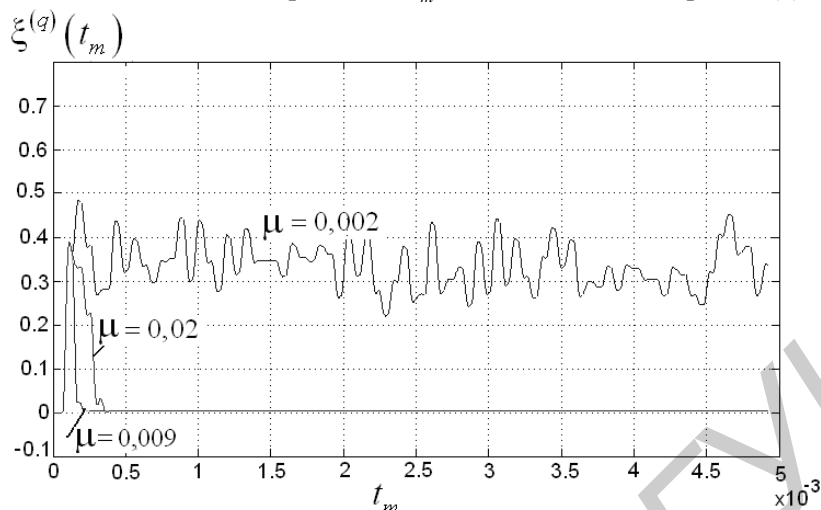


Рис. 2. Дисперсия ошибки фильтрации при подавлении КФМ-помехи при различных  $\mu$  с использованием матрицы собственных векторов

Из рис. 2 видно, что быстрая сходимость обеспечивается при  $\mu = 0,009$ . Время сходимости составляет  $0,25$  мс, что в 40 раз быстрее по сравнению с результатом на рис. 1 б. Дисперсия ошибки фильтрации равна  $4 \cdot 10^{-3}$ . Значение  $q = 0$ . Вычислительные затраты итерационного алгоритма метода вращений Якоби численного определения собственных векторов на одну ротацию пропорциональны  $4L^2k$ , где  $k$  – число итераций. Дополнительно потребуется затратить  $6L$  операций на вычисление собственных векторов, что приводит к суммарной вычислительной сложности до  $20L^3$  при  $k \leq 10$ . Метода Хаусхолдера требует  $4L^3/3$  арифметических операций [6]. Для  $L = 128$  выигрыш в вычислительной сложности алгоритма БПФ с двойным спектральным преобразованием составляет примерно  $28 \cdot 10^3$  раз по сравнению с алгоритмом Якоби и в  $2 \cdot 10^3$  раз по сравнению с методом Хаусхолдера.

На рис. 3 показаны результаты моделирования работы адаптивного фильтра с использованием матрицы двойного спектрального преобразования при значении  $q = 0$ .

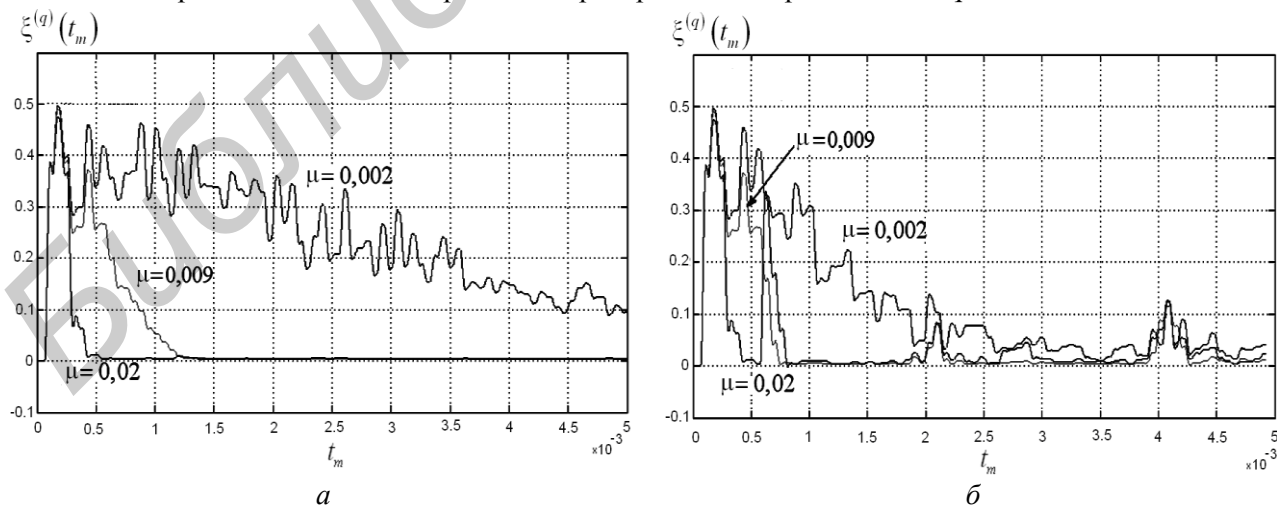


Рис. 3. Дисперсия ошибки фильтрации при подавлении КФМ-помехи (а); ЛЧМ-помехи (б) при различных  $\mu$  с использованием двойного спектрального преобразования

При подавлении КФМ-помехи время сходимости для  $\mu = 0,02$  составляет  $0,5$  мс (рис. 3 а), что в два раза дольше по сравнению с результатом на рис. 2. Подавление ЛЧМ-помехи алгоритмом (3) с двойным спектральным преобразованием не дает удовлетворитель-

ных результатов. Улучшение характеристик фильтрации достигается путем обучения адаптивного фильтра на подавление КФМ-помехи. Дисперсия ошибки фильтрации на рис. 3 б. Обучение длилось с 0 до 0,5 мс. Сравнивая результаты работы фильтров на рис. 1 а и рис. 3 б видно, что во втором случае сходжение выполняется менее чем за 1 мс при  $\mu = 0,02$  и  $0,009$ , при этом точность фильтрации на 6 дБ выше.

На рис. 4 а–в приведены сравнения дисперсий ошибок фильтрации КФМ-сигнала на фоне структурной помехи, полученных рекурсивным методом наименьших квадратов (РМНК) [2] и частотно-временным адаптивным алгоритмом (3) с двойным спектральным преобразованием. Отношение помеха/сигнал 32 дБ.

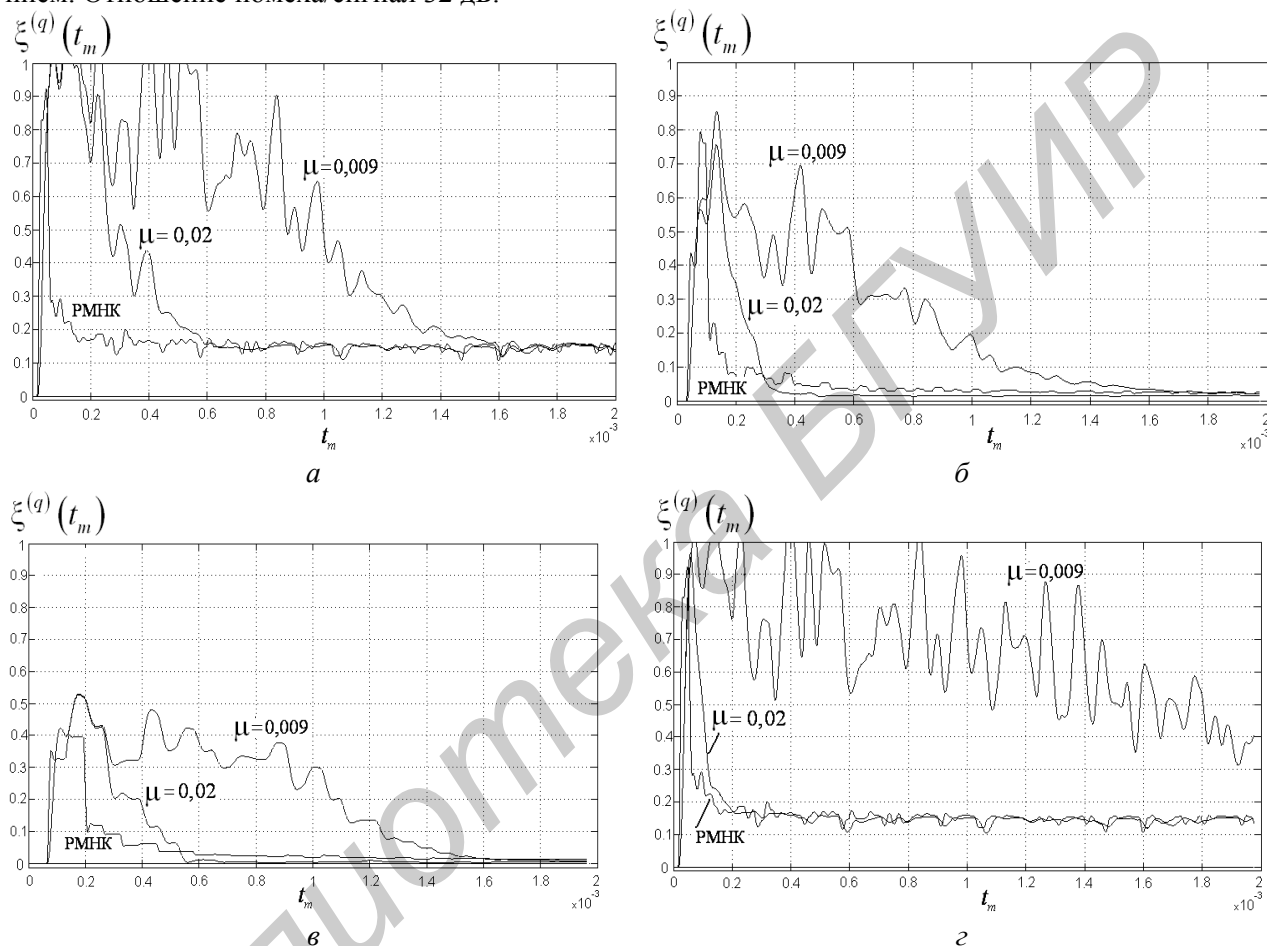


Рис. 4. Сравнение дисперсий ошибок фильтрации при подавлении КФМ-помехи фильтром по алгоритму РМНК и частотно-временным адаптивным фильтром с двойным спектральным преобразованием порядка а – 32; б – 64; в – 128; г – собственными векторами порядка 32

Из рис. 4 а видно, что при порядке фильтра 32 точность фильтрации у обоих фильтров одинаковая, но у РМНК время сходимости в 3 раза меньше по сравнению с частотно-временным фильтром с  $\mu = 0,02$ . При размерности фильтра 64 и 128 время сходимости двух адаптивных фильтров и точность фильтрации практически одинаковы. На рис. 4,г представленные сравнения дисперсий ошибок фильтрации адаптивного алгоритма по методу РМНК и частотно-временного фильтра при использовании матрицы собственных векторов при порядке фильтра 32. Видно, что время сходимости адаптивного фильтра с использованием матрицы собственных векторов сравнялось со временем сходимости РМНК. Вычислительная сложность РМНК метода пропорциональна  $L^2$ .

Определим эффективность подавления помехи на фоне шума адаптивным фильтром через коэффициент подавления  $K_{\zeta}$  как отношение суммы мощности помехи  $P_j$  и шума  $\sigma^2$  к эквивалентной мощности шума на выходе адаптивного фильтра. На рис. 5 показаны зависимости коэффициента подавления помехи  $K_{\zeta}$  от отношения мощности помехи и шума на входе

адаптивного фильтра при различных алгоритмах адаптивной фильтрации и порядке фильтров 128. Мощность внутреннего шума выбрана 0,1 Вт.

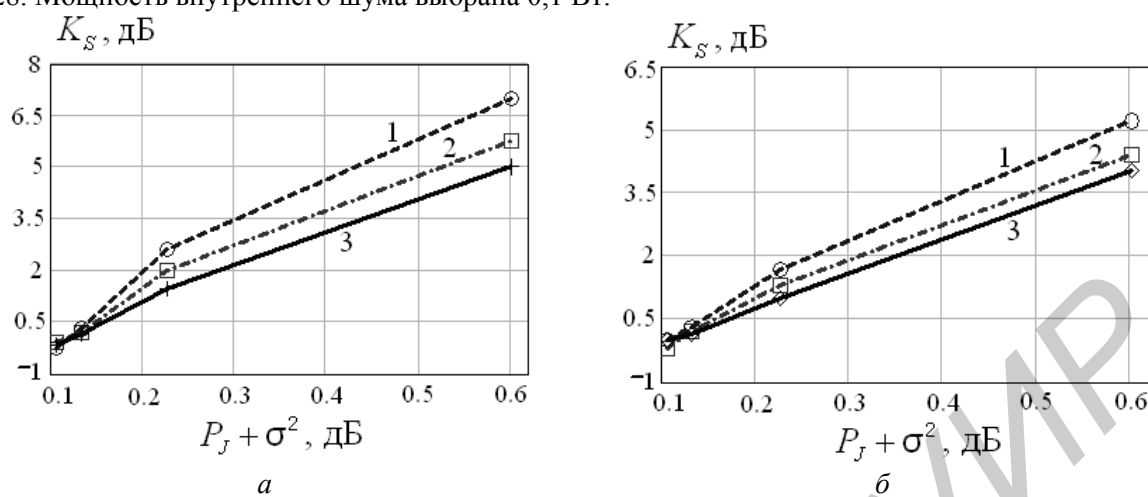


Рис. 5. Зависимость коэффициента подавления помехи от суммы мощностей помехи и шума на входе адаптивного фильтра для: *a* – ЛЧМ-помехи; *б* – КФМ-помехи  
1 – адаптивный фильтр по РМНК; 2 – частотно-временной адаптивный фильтр с двойным спектральным преобразованием; 3 – частотно-временной адаптивный фильтр по алгоритму (2)

Из рис. 5 *a, б*, видно, что из рассмотренных адаптивных фильтров большей эффективностью обладает адаптивный фильтр по РМНК. Эффективность подавления ЛЧМ-помехи и КФМ-помехи предлагаемым методом находится между эффективностью РМНК и частотно-временным адаптивным алгоритмом (2). С уменьшением мощности помехи эффективность подавления уменьшается и при  $P_j < \sigma^2$  значения  $K_s$  приближаются к 0 дБ для двух помех.

### Заключение

Предложен многоканальный алгоритм частотно-временной адаптивной фильтрации с двойным спектральным преобразованием. Для повышения времени сходимости используется матрица с двойными смежно-групповыми спектральными преобразованиями входной смеси сигнала, шума и помехи. Вычислительная сложность спектрального преобразования соизмерима с вычислительной сложностью алгоритма быстрого преобразования Фурье, что выгодно отличает предложенный частотно-временной алгоритм адаптивной фильтрации. Получен выигрыш по времени сходимости предлагаемого алгоритма фильтрации с двойным спектральным преобразованием по сравнению с известным частотным адаптивным фильтром в 20 раз при подавлении КФМ помехи и в 5 раз при подавлении ЛЧМ-помехи, причем точность фильтрации на 6 дБ выше для узкополосной помехи. Подавление ЛЧМ-помехи выполняется через обучение к подавлению КФМ-помехи. Сравнение результатов фильтрации РМНК и предлагаемого алгоритма показало, что предлагаемый алгоритм уступает РМНК по времени сходимости в 3 раза при порядке фильтра 32. При порядке фильтра 64 и 128 характеристики фильтрации двух алгоритмов практически совпадают. Эффективность подавления ЛЧМ- и КФМ-помех предложенного частотно-временного адаптивного фильтра практически одинакова с РМНК.

# MULTICHANNEL TIME-FREQUENCY ADAPTIVE FILTER BASED ON DOUBLE-CROSS-GROUP TRANSFORMATIONS

D.L. KHODYKO, S.B. SALOMATIN

## Abstract

We consider a multi-channel time-frequency adaptive filter with fast convergence. To reduce the time used to adapt a dual-group adjacent spectral transform. The comparison of the proposed filter with a known adaptive filter is given.

## Список литературы

1. *Hayes M.H.* Statistical Digital Signal Processing and Modeling . New York, 1996.
2. *Уидроу Б, Стирнз С.Д.* Адаптивная обработка сигналов. М., 1989.
3. *Ходыко Д.Л., Саломатин С.Б.* // Труды 61 научной сессии, посвященной дню радио. 2006. С. 80–82.
4. *Kaplan Elliott D., Hegarty Christopher J.* London, 2006.
5. *Sivaswamy R.* // IEEE Trans. on Information Theory. 1978, Vol. IT-24, № 5. P. 546–552.
6. *Уилкинсон Дж. Х.* Алгебраическая проблема собственных значений. М., 1970.

УДК 681.3;007.003;007.008;65.0

## МЕТОДИКА АНАЛИЗА НАДЕЖНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ СИСТЕМ

В.С. СМОРОДИН

*Гомельский государственный университет имени Ф. Скорины  
ул. Советская 104, Гомель, 246028, Беларусь*

*Поступила в редакцию 02 мая 2012*

Предложена методика анализа надежности функционирования вероятностных производственных систем, позволяющая определить параметры выполнения технологических операций, обеспечивающие заданный уровень надежности функционирования технологического цикла. Практическая значимость состоит в реализации процедуры оценки вероятностных значений параметров надежности функционирования компонентов производственной системы, обеспечивающей оптимальные варианты организации структуры технологического цикла в рамках заданного критерия качества его выполнения.

*Ключевые слова:* анализ надежности, пространство состояний, оценка значений параметров, структура технологического цикла.

### Введение

Анализ функционирования технологических процессов при наличии элементов потенциальной опасности обладает рядом особенностей и связан с необходимостью учета вероятности сбоев, отказов и аварий оборудования. Наиболее сложными объектами для исследования являются технологические системы, в ходе реализации которых могут изменяться вероятностные параметры их функционирования.

При этом под вероятностными параметрами могут пониматься параметры выполнения технологических операций, обеспечивающих заданный уровень надежности функционирования технологического цикла производства, а также надежностные характеристики оборудования, используемого при реализации технологических операций процесса производства.

Новизна класса формализуемых объектов вероятностных технологических процессов [1] при наличии элементов потенциальной опасности состоит в том, что в процессе функционирования технологического цикла могут произойти изменения в его структуре в результате воздействий аппаратуры управления или оператора, управляющего технологическим циклом, а также при необходимости упреждения выхода бракованной продукции. В данной работе предлагается новый подход, связанный с погружением моделей технологических объектов, имеющих графовую структуру, в пространство возможных состояний объекта исследования при наличии функциональных зависимостей между операциями для реализации сквозной технологии объектно-ориентированного программирования контура управления технологическим циклом производства.

Следует отметить, что единственной технологией, обладающей возможностью структурной реконфигурации технологического процесса, остается технология имитационного моделирования, применяемая ко всему спектру задач синтеза оптимальной структуры вероятностных технологических систем в рамках предложенного нами подхода.

## Методика анализа интегральной статистики и принятия проектных решений

Отличительной особенностью векторной (многокритериальной) оптимизации является наличие множества недоминирующих решений, каждое из которых может быть выбрано исследователем в качестве оптимального. Как известно, в общем виде задачи векторной оптимизации могут быть сформулированы следующим образом:

$$f_i(x) \rightarrow \max, i = \overline{1, k}, f_j(x) \rightarrow \min, j = \overline{k+1, m}, x \in G. \quad (1)$$

Понятие оптимального решения для таких задач заменяется понятием эффективного решения. В агрегатной системе имитации [2] процедура *PR.USTUPK* подсистемы *PS.RESHEN* реализует наиболее часто применяемые методы многокритериальной оптимизации, при этом выделяется главный критерий ( $f_1(x) \rightarrow \max$ ). В этом случае задача векторной оптимизации имеет вид:

$$f_1(x) \rightarrow \max; f_i(x) \geq f_i^3, i = \overline{1, k}; f_j(x) \leq f_j^3, j = \overline{k+1, m}, \quad (2)$$

где  $f_i^3$  и  $f_j^3$  – множество экспертных оценок для неглавных критериев оптимизации. Подобная процедура реализует метод последовательных уступок, согласно которому все критерии эффективности располагаются в порядке уменьшения степени их важности ( $f_{i1}(x), f_{i2}(x), \dots, f_{in}(x)$ ).

Процедура *PR.SOSTKP* подсистемы *PS.RESHEN* реализует метод составного критерия. Исследователь определяет важность  $\gamma_i$ , где  $\gamma_i \geq 0$ ,  $i$ -го критерия (например, дисперсия  $f_i(x)$  может быть «весом» критерия). Составной критерий имеет вид:

$$u(x) = \sum_{i=1}^n \gamma_i f_i(x) \rightarrow \max. \quad (3)$$

В более общем случае используется процедура *PR.BEZRA* подсистемы *PS.RESHEN*, реализующая общий случай нормативных методов векторной оптимизации. Все нормативные методы предполагают возможность предварительного получения нормативов  $\lambda_{f_i}$ ,  $i = \overline{1, m}$  на основе приближенного решения многоцелевой задачи и приближения к этим нормативам по заданной метрике  $\rho(f(x), \lambda_{f_i}) \rightarrow \min$ , которая может вычисляться одним из следующих способов:

$$\rho_1(f(x), \lambda_{f_i}) = \sum_{i=1}^m [f_i(x) - \lambda_{f_i}]^2 \quad (4)$$

$$\rho_2(f(x), \lambda_{f_i}) = \sum_{i=1}^m |f_i(x) - \lambda_{f_i}| \quad (5)$$

$$\rho_3(f(x), \lambda_{f_i}) = \max_i |f_i(x) - \lambda_{f_i}| \quad (6)$$

В ряде случаев в качестве критериев выступают булевы переменные и функции их использующие. Для таких случаев в *PS.RESHEN* имеется процедура *PR.GLKP*, которая реализует метод логического объединения критерия и используется, когда  $f_i(x)$ , при  $i = \overline{1, m}$ , могут принимать значения только 1 ( $i$ -я цель достигнута) или 0 (в противном случае).

Для выбора рационального варианта используется процедура *PR.CRIT* подсистемы *PS.RESHEN*, которая выбирает рациональный вариант, согласно одной из стратегий выбора:

1) усредненные значения критериев

$$u_1 = \max_s (f_{is} = \frac{1}{2} (\max_i f_{is} + \min_i f_{is})), i = \overline{1, s}; \quad (7)$$

2) оптимистическое значение оценки принятия решений



$$u_2 = \max_s (f_{ir} = \max_i f_{is}), i = \overline{1, s}; \quad (8)$$

3) пессимистическая оценка

$$u_3 = \max_s (f_{ir} = \min_i f_{is}), i = \overline{1, s}; \quad (9)$$

4) нейтралитета

$$u_4 = \max_s \left( \frac{1}{s} \sum_{i=1}^s f_{ir} \right), i = \overline{1, s}; \quad (10)$$

5) Севиджа

$$u_5 = \min_s (f_{ir} = \max_i (\max_s f_{is} - l_{is})), i = \overline{1, s}; \quad (11)$$

Отметим, что все отклики  $f_{ir}$  и  $f_{is}$  являются скалярами. Набор классических критериев (7)–(11) позволяет принимать эффективные решения в условиях неопределенности и риска. Отметим, что эти критерии вычисляются при условии постоянства значений множеств  $\{G\}$  и  $\{Z\}$  в ходе выбора оптимального варианта решения.

Если же  $\{G\}$  и  $\{Z\}$  таковыми не являются, то составляется матрица принятия решений  $\|f_{ir}\|$ , в которой строками  $r$  являются варианты структуры технологического цикла, а столбцами – вероятности нахождения множеств  $\{G\}$  и  $\{Z\}$  в различных состояниях. В этом случае используется методика выбора варианта рациональной организации структуры по матрице принятия решения.

#### Оценка ошибок имитации при оптимизации структуры технологического цикла

Для автоматизации постановки серий имитационных экспериментов на модели использовалась агрегатная система имитации [2], в библиотеке которой (*LIB.PROC*) реализованы соответствующие реентерабельные программы. С помощью подсистемы формирования имитационной модели (*PS.FORMPR*) на основании исходной информации происходит компоновка структуры программы модели.

В результате создается вариант программы имитационной модели, для которого параметры состава ресурсов и надежность характеристики функционирования оборудования технологического цикла находятся в «серединной» точке пространства параметров состояний модели. Вариант имитационной модели, для которого параметры находятся в серединной точке пространства, в дальнейшем будем называть «базовой моделью». Таким образом, универсальная имитационная модель из библиотеки *LIB.PROC* системы автоматизации моделирования превращается в модель, соответствующую конкретной структуре тестового варианта объекта исследования.

На данном этапе требуется определение достаточного числа реализаций процедуры Монте-Карло при постановке серий имитационных экспериментов, оценка погрешности имитации, анализ «чувствительности» откликов модели к вариациям параметров моделирования в диапазоне их изменения.

На первом шаге этапа с помощью универсальной процедуры *PRTOCHN* определялась точность имитации. Число «прогонов» модели в имитационном эксперименте было установлено равным тридцати ( $N_1 = 30$ ). Каждый «прогон» предполагает запись интегральной статистики имитации в базу данных имитационной модели. Процедура *PRTOCHN* по выборке объема  $N_1 = 30$  для каждого  $l$ -го «прогона» ( $l = \overline{1, N_1}$ ) определяет оценку математического ожидания и дисперсии  $n$ -го отклика ( $\bar{Y}_n$  и  $D_n$ ). Точность оценивается по формуле:

$$\varepsilon_n \% = \frac{0,75L}{\bar{Y}_n} \sqrt{\frac{D_n}{N_1 - 1}} \cdot 100\%. \quad (12)$$

Оценка общей ошибки имитации при этом равна  $\varepsilon = \max_n \varepsilon_n \%$ . При каждом «прогоне» начальные значения базовых генераторов равномерно распределенных величин  $\xi_0$  определялись путем совмещения значений двух конгруэнтных генераторов псевдослучайных величин  $\xi_0$ . После проведения тридцати имитационных экспериментов для имитационной модели с помощью процедуры *PR.TOCHN* была определена точность имитации ( $\varepsilon_n = 10\%$ ). Для иллюстрации реализации предложенной методики исследования точность в 10%, с нашей точки зрения, достаточна. В том случае, когда подобная точность имитации мала, необходимо увеличить число реализаций процедуры Монте-Карло до величины  $N_2$ , большей  $N_1$  но для этого необходимы дополнительные расходы ресурсов машинного времени.

На втором шаге этапа с помощью процедуры *PR.CHUVS* подсистемы *PS.ISPITAN* оценивается «чувствительность» откликов имитационной модели к изменению параметров имитации при числе реализаций  $N_1 = 30$  (использовалась известная методика [3]). Процедура *PR.CHUVS* позволила вычислить коэффициент чувствительности откликов к вариациям параметров по формуле:

$$\delta Y_n = \frac{|Y_h^+ - Y_h^-| \cdot 2}{(Y_h^+ + Y_h^-)} \cdot 100\%, \quad (13)$$

где  $Y_h^+$  и  $Y_h^-$  – значения откликов при значениях параметров имитационной модели соответственно из  $X_q^+$  и  $X_q^-$  (здесь диапазон изменения  $q$ -го параметра равен  $(X_q^+, X_q^-)$ ). Результаты расчетов коэффициентов с помощью процедуры *PR.CHUVS* показывают, что для всех откликов коэффициент чувствительности  $\delta Y_n$  изменяется от 20% до 30%. Поскольку  $\delta Y_n > \varepsilon_n$  для всех параметров, то в дальнейших имитационных экспериментах нельзя уменьшать состав параметров и откликов имитационной модели.

На третьем шаге этапа определялось число реализаций  $N$  процедуры Монте-Карло в имитационной модели с помощью расчетной формулы:

$$N > \frac{S_n}{d^2(1-\alpha)}; \quad (14)$$

где  $\alpha = 0,05$  – коэффициент значимости,  $d = S_n / 4$  – точность имитации. Расчеты по формуле (14) определили необходимость задания числа реализаций  $N_1 \geq 100$  экспериментов.

### **Апробация методики анализа надежности функционирования вероятностных производственных систем**

Анализ надежности функционирования вероятностных производственных систем осуществлялся на имитационной модели в рабочей точке пространства параметров надежности  $\{GH\}$  на основании матрицы надежностных характеристик оборудования технологического цикла. В ходе перехода из состояния  $i$  в состояние  $j$  процесс *PR.UZEL* определял времена и стоимости нахождения технологического цикла в состояниях  $ij$ . Каждый  $j$ -й процесс *PR.SOST<sub>ij</sub>* заказывал ресурсы в состояниях  $ij$   $l$ -й реализации ( $l \leq 100$ ). Процедура Монте-Карло активизировала *PR.UZEL* с начального состояния  $i_n = 1$ . При выполнении алгоритмов *PR.SOST<sub>ij</sub>* для тех случаев, когда использовалось оборудование, проверялась ситуация возникновения отказов. В  $l$ -й реализации для каждого устройства оборудования с номером  $k$  определялись конкретные значения характеристик надежности оборудования ( $\tau_{\text{ВОК}}$ ,  $\tau_{\text{ВОК}}$ ,  $C_{\text{ВОК}}$ ,  $\tau_{\text{АВ1к}}$ ,  $C_{\text{АВ1к}}$ ,  $\tau_{\text{АВ2к}}$ ,  $C_{\text{АВ2к}}$ ). Эти характеристики оставались неизменными до возникновения очередного отказа оборудования номера  $k$ . При очередной активизации процессу *PR.SOST<sub>ij</sub>*

процессом *PR.UZEL* передаются номера предыдущего и последующего  $i$  и  $j$  состояний. В момент активизации  $PR.SOST_{ij}$  по матрице условных распределений определяет время нахождения технологического цикла в состоянии  $ij$   $\tau_{ijkl}$  и стоимость реализации состояния  $ij$   $C_{ijkl}$ . При использовании оборудования номера  $k$  проверяется условие возникновения отказа из-за превышения граничного времени наработки устройства  $Q_{fkl} \leq Q_{nark}$ , где  $Q_{fkl}$  – накопленное значение времени наработки  $k$ -го устройства в  $l$ -й реализации;  $Q_{nark}$  – граничное значение времени наработки  $k$ -го устройства в  $l$ -й реализации имитационной модели. После накопления статистик имитации процесс  $PR.SOST_{ij}$  активизирует процесс *PR.UZEL* вместе с указанием признаков ( $UKAZ$  и  $\pi_{av}$ ) на основе которых процесс выбирает номер активизируемого процесса  $PR.SOST_{ij}$ . Процесс  $PR.SOST_{ij}$  в  $j$ -м состоянии формирует очередную точку временной диаграммы использования ресурсов при переходе ВТП1 из состояния  $i$  в состояние  $j$ , состоящих из последовательностей статистик имитации.

В результате завершения имитационного эксперимента в файле статистики находится множество временных диаграмм реализации процесса в виде записи ( $\{ST1_{jhl}\}; j=\overline{1,10}, h=\overline{1,100}, l=\overline{1,100}$ ) и множество интегральных статистик ( $\{STIN_{jl}\}; j=\overline{1,10}, l=\overline{1,100}$ ). По окончании  $N_1=100$  реализаций исследования варианта структуры в серединной точке параметров надежности  $\{GH\}$  в файле статистик имитации имеется  $N_1$  записей первого и второго типа. Этот файл статистики был обработан *PS.OBRABOT*. Обработка статистики имитации состояла в усреднении статистик имитации  $\{STIN_{jl}\}$  и нахождения средних значений по  $N_1$  реализациям интегральных откликов нахождения ВТП1 в  $j$ -х состояниях и определении векторов откликов  $\{S\tau_j\}, \{SC_j\}, \{Sko_j\}, \{Smt_j\}; j=\overline{1,10}$  – среднее значение статистик соответственно времени нахождения, стоимости реализации, расхода комплектующих и материалов  $PR.SOST_{ij}$  в  $j$ -х состояниях. При этом вычислялись дисперсии статистик расхода ресурсов  $\{D\tau_j\}, \{DC_j\}, \{Dko_j\}, \{Dmt_j\}; j=\overline{1,10}$ . Состояния технологического процесса можно разделить на 3 группы по суммарно используемым ресурсам ( $SC_j, Sko_j, Smt_j$ ) и суммарному времени нахождения в состояниях ( $S\tau_j$ ). Анализ динамики реализации запросов ресурсов при наличии отказов оборудования в ходе серий экспериментов на модели позволил установить значение следующих статистик имитации:

– коэффициент превышения фактического времени  $\tau_{fij}$  выполнения  $PR.SOST_{ij}$  на значениях контрольного примера составляет  $k\tau_z=0,69$ , а растяжение времени выполнения  $PR.SOST_{ij}$  из-за отказов оборудования составляет  $\gamma_R=1,44$ ;

– вероятности использования ресурсов и оборудования составляют соответственно  $P_{ispR}=0,76$  и  $P_{ispO}=0,77$ .

При этом более  $2/3$  состояний технологического цикла используют ресурсы и оборудование. Из-за отказов оборудования и появления аварий время нахождения в состояниях увеличивается в среднем в 1,4 раза. При 100 сменах состояний оборудование отказывало в 7 случаях. Поэтому можно считать, что интегральная вероятность отказа оборудования в среднем составляет  $P_{OT}=7/100=0,07$ .

На основании полученных результатов можно сделать заключение, что основная доля времени и стоимости выполнения технологического цикла приходится на состояние третьей группы ( $i=4$  и  $i=6$ ) и равна соответственно 0,535 и 0,477. Удельный вес нестандартных состояний по времени и стоимости нахождения в этих состояниях равен соответственно 0,257 и 0,22.

Таким образом, решающую роль в структурной реконфигурации технологического цикла играют надежные характеристики функционирования оборудования, а предложенный подход позволяет оценить параметры выполнения технологических операций, обеспечивающие заданный уровень надежности функционирования технологического цикла.

### **Обсуждение результатов**

Новизна предложенной методики определяется введением пространства состояний параметров надежности технологического цикла, основанного на определении вероятностей надежности технологических операций, и введением пространства функций, позволяющих отобразить отношения и связи между технологическими операциями. Практическая значимость данного подхода состоит в реализации процедуры оценки вероятностных значений параметров надежности функционирования компонентов производственной системы, обеспечивающей оптимальные варианты реализации структуры технологического цикла в рамках многофункционального критерия качества его выполнения.

### **Заключение**

Разработана методика анализа надежности функционирования вероятностных производственных систем, позволяющая определить параметры выполнения технологических операций, обеспечивающие заданный уровень надежности функционирования технологического цикла. Методика реализует процедуру комплексной оценки вероятностных характеристик выполнения технологических операций с использованием аппарата имитационного моделирования. В основу структурной реконфигурации технологического процесса производства положена технология имитационного моделирования, применяемая ко всему спектру задач синтеза оптимальной структуры вероятностных технологических систем с использованием агрегатной системы автоматизации моделирования [2], которая опирается на построение динамических имитационных моделей объекта исследования.

## **RELIABILITY ANALYSIS METHOD OF PROBABILISTIC PRODUCTION SYSTEMS**

V.S. SMORODIN

### **Abstract**

The technique analysis of reliability of probabilistic production systems, allowing to define the parameters of the technological operations, providing a level of reliability of technological cycle is proposed. Practical significance consists in the implementation of the procedure for the assessment of probability values reliability of parameters of components production system ensuring optimum variants of organization structure of the technological cycle within specified quality criteria for its implementation.

### **Список литературы**

1. *Сморodin В.С.* // Математичні машини і системи (Mathematical Machines and Systems). 2012, № 2. С. 96–101.
2. *Сморodin В.С.* // Математичні машини і системи (Mathematical Machines and Systems). 2007, № 1. С. 105–110.
3. *Лоу А., Кельтон В.* Имитационное моделирование. Классика CS – 3-е изд. СПб., 2004.

УДК 621.372.512

## ЦЕПИ ФИЛЬТРАЦИИ С МОДИФИЦИРОВАННОЙ НАРАСТАЮЩЕВОЛНОВОЙ ФУНКЦИЕЙ ПЕРЕДАЧИ

В.Н. ШАШОК, А.Г. ФИЛИППОВИЧ

Военная академия Республики Беларусь  
Минск-57, 220057, Беларусь

Поступила в редакцию 19 марта 2012 г.

Описан новый способ аппроксимации функции передачи фильтров-прототипов, полученный введением нулей передачи в нарастающеволовную функцию. Показаны частотные характеристики цепей с предлагаемой модифицированной нарастающеволовой функцией передачи. Приведены разностное уравнение и амплитудно-частотная характеристика БИХ-фильтра с рассматриваемой функцией передачи.

*Ключевые слова:* модифицированная функция передачи, синтез цепей фильтрации, фильтр-прототип.

### Введение

Применение в задачах синтеза цепей фильтрации нарастающеволовой функции в качестве аппроксимирующей позволяет приблизить частотные характеристики таких цепей в полосе пропускания к характеристике идеального фильтра [1]. Данные цепи в полосе пропускания имеют амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) высокой равномерности и фазочастотную характеристику (ФЧХ) повышенной линейности, близкую к ФЧХ цепей с максимально плоской функцией передачи [2]. В полосе подавления нарастающеволовая функция занимает промежуточное значение между равноволовой и максимально плоской. Повышение крутизны АЧХ в переходной области цепей с нарастающеволовой функцией передачи, обеспечение бесконечного затухания на фиксированных частотах могут быть реализованы введением в данную функцию нулей передачи. Кроме того, это позволяет использовать аналитические методы в задачах широкополосного согласования для нагрузок, имеющих такие нули передачи.

### Модифицированная нарастающеволовая функция передачи

Нарастающеволовая функция, предлагаемая к использованию в качестве аппроксимирующей, на плоскости комплексной переменной  $s = \sigma + j\omega$  имеет вид

$$K(-s^2, n, m, \varepsilon) = \frac{k^2}{1 + \varepsilon^2 (-1)^{n-m} s^{2(n-m)} T_{Cheb}^2(m, s)}, \quad (1)$$

где  $k \leq 1$  – константа, характеризующая максимальный уровень передачи;  $\varepsilon$  – коэффициент неравномерности функции в полосе пропускания;  $T_{Cheb}(m, s)$  – обобщенный полином Чебышева первого рода порядка  $m$ .

Введение в функцию (1) комплексно сопряженных нулей передачи  $s_x^0 = j\omega_x^0$  и  $s_x^{0*} = -j\omega_x^0$  позволяет реализовать цепи фильтрации и согласования с бесконечным вносимым затуханием на фиксированных частотах  $\omega_x^0$ . Так как нули передачи должны быть реализованы за пределами полосы пропускания, то для фильтра-прототипа  $\omega_x^0 > 1$ . Такое введение реализуется умножением числителя нарастающеволовой функции на полином, образованный нулями передачи:

$$\prod_{x=0}^q (s^2 - (j\omega_x^0)^2)^2, \quad (2)$$

где  $x$  – номер двойной комплексно сопряженной пары.

Для сохранения заданного максимального уровня передачи умножим свободный член характеристического полинома функции (1) на полином (2), а для обеспечения единичной полосы пропускания по заданному уровню неравномерности  $\varepsilon$  все оставшиеся члены характеристического полинома умножим на коэффициент, представляющий значение полинома (2) на единичной частоте:

$$\prod_{x=0}^q (s^2 - (j\omega_x^0)^2)^2 \Big|_{\text{при } s=j}. \quad (3)$$

Таким образом, модифицированная нарастающе-волновая функция с нулями передачи примет вид

$$K(-s^2, n, m, \varepsilon)_M = \frac{k^2 \prod_{x=0}^q (s^2 - (j\omega_x^0)^2)^2}{\prod_{x=0}^q (s^2 - (j\omega_x^0)^2)^2 + \varepsilon^2 \prod_{x=0}^q (j^2 - (j\omega_x^0)^2)^2 (-1)^{n-m} s^{2(n-m)} T_{Cheb}^2(m, s)}. \quad (4)$$

Так как полином (2) образован двойными комплексно сопряженными парами, расположенными на мнимой оси комплексной плоскости  $s$ -переменной, то его корни подчиняются квадрантной симметрии, благодаря чему коэффициенты полинома Гурвица являются действительными и цепи фильтрации с выбранной функцией передачи имеют физическую реализуемость.

В ходе дальнейшего рассмотрения функции (4) примем  $k=1$ . В качестве примера введем в нарастающе-волновую функцию передачи  $K(-s^2, 5, 3, 0,509)$ , приведенную в [3], нули передачи на частотах  $\omega_0^0 = 1,347$  и  $\omega_1^0 = 1,945$ . При выбранных условиях функция (4) примет вид

$$K(-s^2, 5, 3, 0,509)_1 = \frac{2,122 \cdot 10^{-2} s^8 + 0,238 s^6 + 0,956 s^4 + 1,631 s^2 + 1,0}{-0,452 s^{10} - 0,656 s^8 - 1,640 \cdot 10^{-2} s^6 + 0,956 s^4 + 1,631 s^2 + 1,0}. \quad (5)$$

Функции передачи мощности соответствует функция передачи по напряжению  $K(s, n, m, \varepsilon)_M$ , при условии  $K(s, n, m, \varepsilon)_M K(-s, n, m, \varepsilon)_M = K(-s^2, n, m, \varepsilon)_M$ .

Модуль данной функции в  $s$ -координатах образует поверхность, приведенную на рис. 1. Сечение полученной поверхности плоскостью  $s = j\omega$  представляет АЧХ цепи с функцией передачи (5).

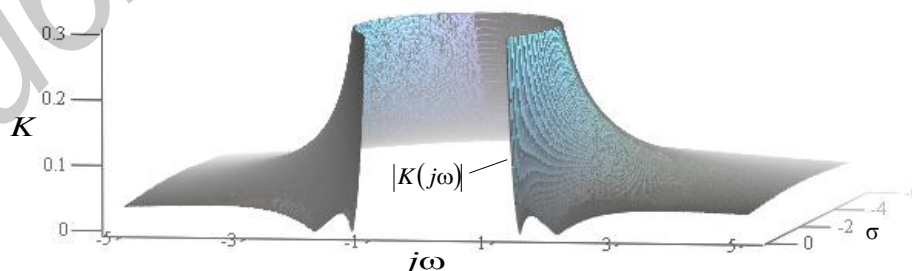


Рис. 1. Сечение поверхности, образованной функцией  $|K(s, 5, 3, 0,509)_M|$ , вертикальной плоскостью  $s = j\omega$  в области нулей передачи  $\omega_0^0 = 1,346$  и  $\omega_1^0 = 1,945$

Данное сечение представляет собой квадрат АЧХ фильтра-прототипа, синтезированного на основе выбранной функции передачи. Вид квадрата АЧХ для рассматриваемой функции передачи мощности показан на рис. 2 а, на котором также приведены функции передачи мощ-

ности цепей с нарастающе-волновой, равноволновой, максимально плоской и эллиптической аппроксимацией при аналогичных условиях.

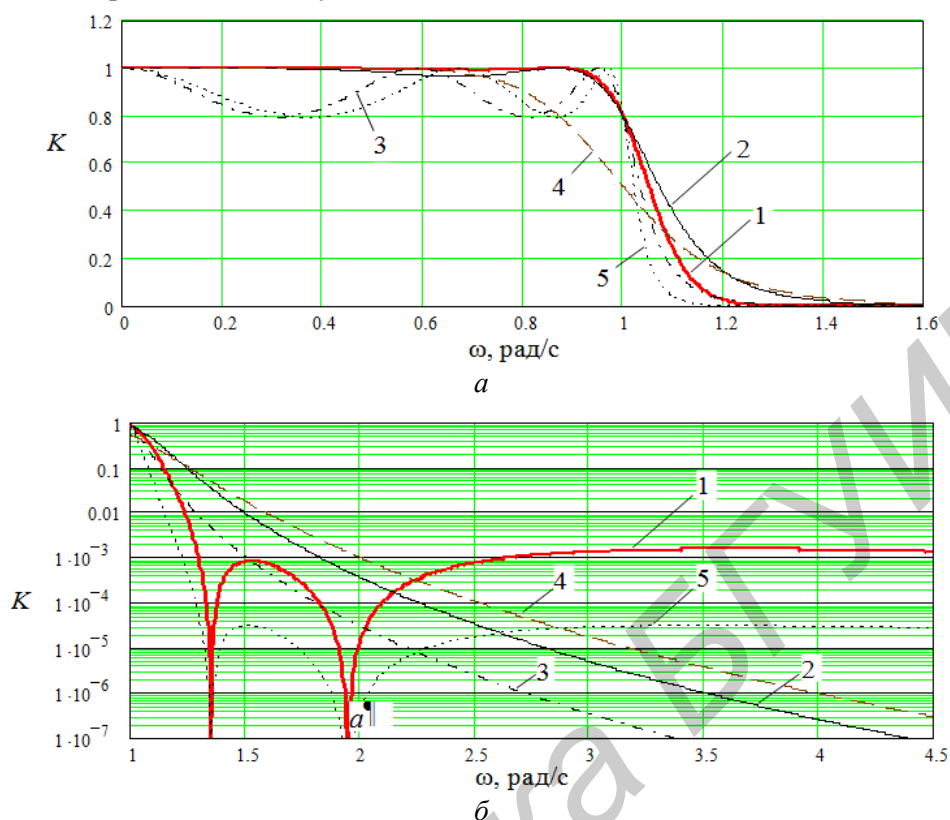


Рис. 2. Вид в полосе пропускания (а); полосе подавления (б) модифицированной нарастающе-волновой (1), нарастающе-волновой (2), равноволновой (3), максимально плоской (4) и эллиптической (5) функций передачи мощностей фильтров-прототипов при  $n=5$ ,  $m=3$ ,  $\varepsilon = 0,509$  и  $k=1$  и нулях передачи  $\omega_0^0 = 1,346$  и  $\omega_1^0 = 1,945$

Вид рассматриваемых функций передачи мощности в полосе подавления приведен на рис. 2 б. Модифицированная нарастающе-волновая функция имеет наибольшую равномерность в полосе пропускания по сравнению с другими рассматриваемыми функциями. В переходной области и полосе подавления поведение данной функции подобно поведению эллиптической функции. Цепи, синтезированные на основе модифицированной нарастающе-волновой функции, обладают повышенной крутизной в переходной полосе, а в области нулей передачи имеют повышенное затухание, однако за пределами данной области такое преимущество теряется.

Положение полюсов и нулей функции (5) на плоскости комплексной  $s$ -переменной показано на рис. 3.

Функция содержит восемь нулей передачи  $s_0^0 = s_3^0 = j1,347$ ,  $s_1^0 = s_2^0 = j1,945$ ,  $s_4^0 = s_7^0 = -j1,347$ ,  $s_5^0 = s_6^0 = -j1,945$ , которые расположены на мнимой оси и образуют две двойные комплексно сопряженные пары. Как и исходная нарастающе-волновая функция, модифицированная функция содержит два действительных полюса и четыре пары комплексно сопряженных, которые трансформируются в точки с координатами:  $s_0 = 1,189$ ;  $s_1 = 0,62+j0,871$ ;  $s_2 = 0,134+j1,038$ ;  $s_3 = -0,134+j1,038$ ;  $s_4 = -0,62+j0,871$ ;  $s_5 = -1,189$ ;  $s_6 = -0,62-j0,871$ ;  $s_7 = -0,134-j1,038$ ;  $s_8 = 0,134-j1,038$ ;  $s_9 = 0,62-j0,871$ .

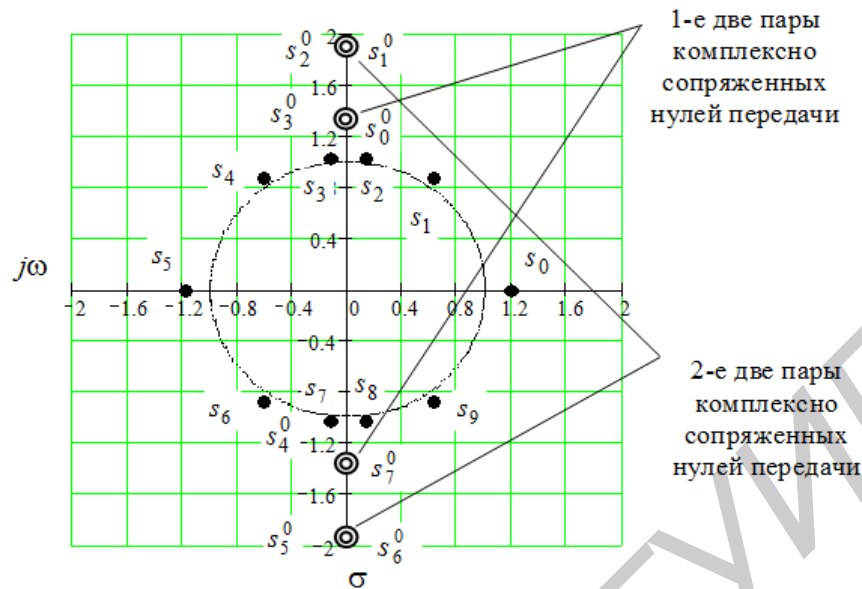


Рис. 3. Положение нулей и полюсов функции (5) на плоскости комплексной переменной  $s$

Так как полюса функции передачи мощности имеют квадрантную симметрию, то образованный ими полином Гурвица имеет действительные коэффициенты и определяется следующими выражениями:

при нечетном  $n$

$$p(s) = \prod_{i=\frac{n+1}{2}}^{\frac{3n-1}{2}} (s - s_i), \quad (6)$$

при четном  $n$

$$p(s) = \prod_{i=\frac{n}{2}}^{\frac{3n-1}{2}} (s - s_i), \quad (7)$$

где  $i$  – номер полюса функции (4).

Нули передачи расположены на мнимой оси двойными комплексно сопряженными парами и также подчиняются квадрантной симметрии. Нули передачи, отнесенные к левой полуплоскости, образуют полином

$$c(s) = \prod_{x=0}^q (s^2 - (j\omega_x^0)^2). \quad (8)$$

Из (4) модифицированная нарастающе-волновая функция передачи по напряжению, выраженная через (6), (7) и (8), может быть записана следующим образом:

$$K(s, n, m, \varepsilon)_M = \frac{k c(s)}{\varepsilon 2^{m-1} c(j) p(s)}. \quad (9)$$

Для рассматриваемого примера с учетом известных нулей и полюсов передачи функции (5) выражение (9) примет вид

$$K(s, 5, 3, 0,509)_M = \frac{0,146s^4 + 0,816s^2 + 1}{0,672s^5 + 1,812s^4 + 2,932s^3 + 3,172s^2 + 2,171s + 1}. \quad (10)$$

Сечение функции (9) плоскостью  $s = j\omega$  образует частотную характеристику цепи, реализующей данную функцию передачи. Вид модуля выбранной в качестве примера функции (10) приведен на рис. 4 а. АЧХ фильтра-прототипа, реализующего данную функцию, в полосе



пропускания обладает высокой равномерностью, повышенной крутизной спада в переходной области и полностью соответствует исходной функции передачи мощности (см. выражение (5) и рис. 2).

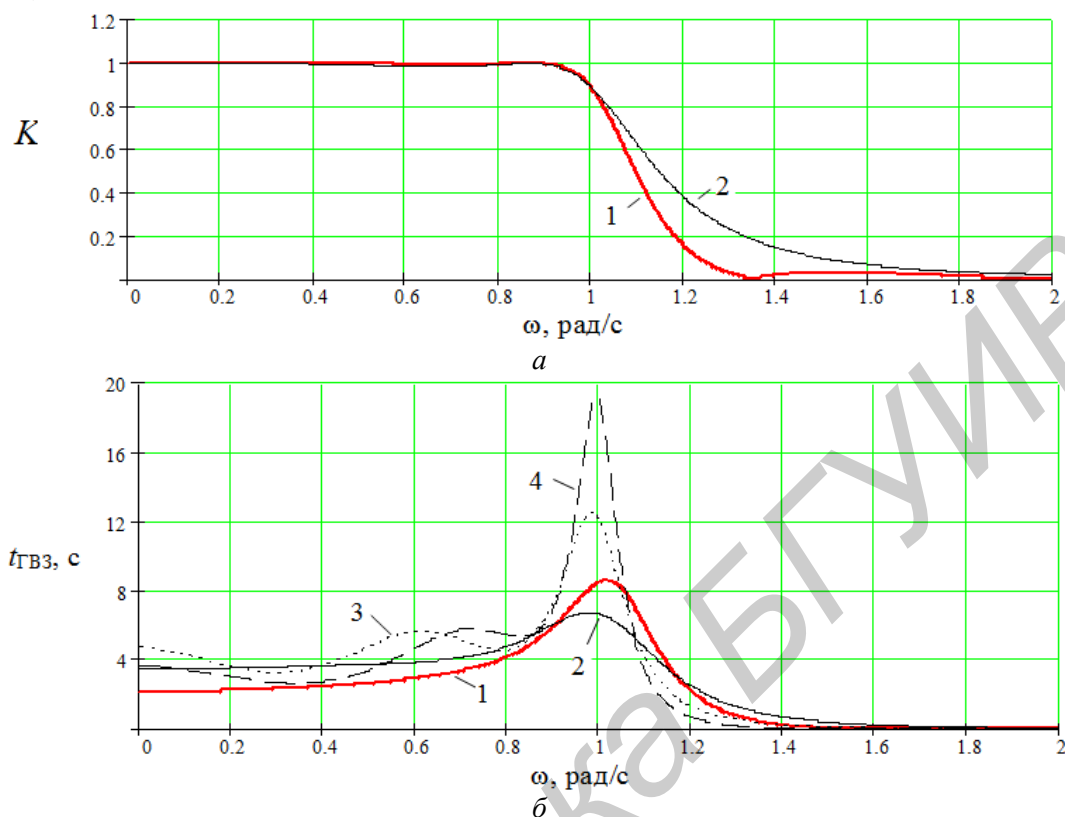


Рис. 4. Вид АЧХ (а), группового времени запаздывания (б) цепей с модифицированной нарастающе-волновой (1), нарастающе-волновой (2), равноволновой (3) и эллиптической (4) функциями передачи при  $n = 0,509, m = 3, \varepsilon = 0,509$

Для оценки линейности ФЧХ фильтра-прототипа с выбранной функцией передачи на рис. 4 б приведена его функция группового времени запаздывания. В качестве сравнительных на рисунке также приведены функции группового времени запаздывания прототипов с нарастающе-волновой, равноволновой и эллиптической аппроксимацией при аналогичных условиях.

Введение двух нулей передачи  $\omega_0^0 = 1,346$  и  $\omega_1^0 = 1,945$  в нарастающе-волновую функцию  $K(s, 5, 3, 0,509)$  приводит к увеличению неравномерности группового времени запаздывания с 3,656 до 6,967 с. Однако и в этом случае неравномерность остается меньше данного параметра цепей с равноволновой и эллиптической аппроксимацией при аналогичных условиях (соответственно 7,835 и 16,041 с). Кроме того, в отличие от цепей с равноволновой и эллиптической аппроксимацией, цепи с модифицированной нарастающе-волновой функцией передачи обладают повышенной линейностью начального участка ФЧХ.

#### **БИХ-фильтр с модифицированной нарастающе-волновой функцией передачи**

С учетом билинейного преобразования [4, 5] нули передачи модифицированной нарастающе-волновой функции переносятся на единичную окружность комплексной  $z$ -плоскости. На рис. 5 приведено положение на  $z$ -плоскости нулей и полюсов функции (10), преобразованных с левой  $s$ -полуплоскости (см. рис. 3) при частоте дискретизации  $f_d = 120 \cdot 10^6$  Гц.

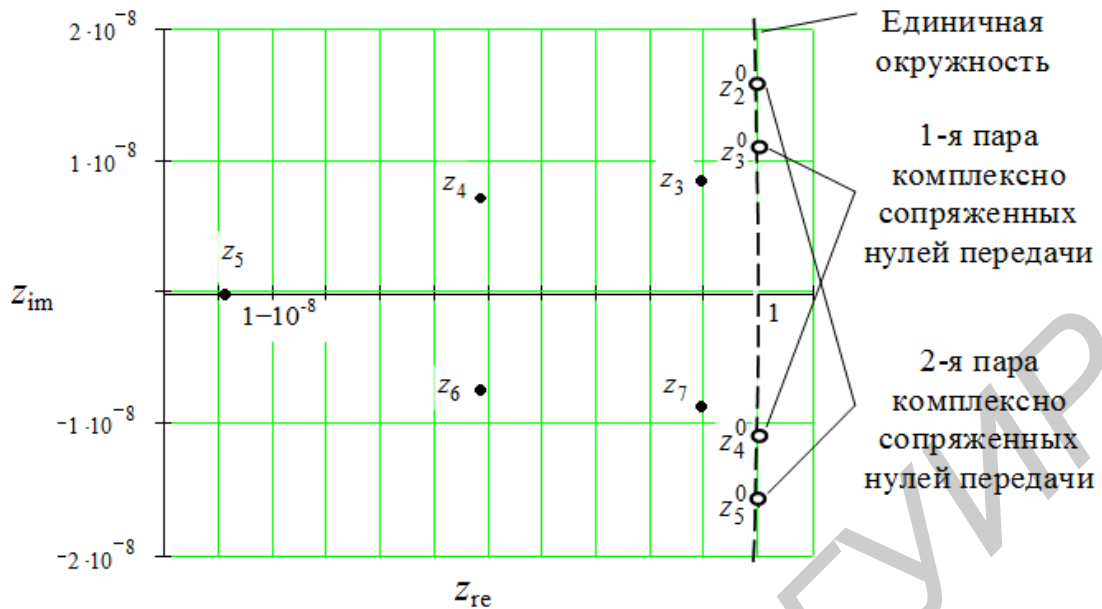


Рис. 5. Положение нулей и полюсов функции  $K(z, 5, 3, 0, 509)_m$  на комплексной  $z$ -плоскости

Разностное уравнение низкочастотного БИХ-фильтра с граничной частотой  $f_z = 0,7 \cdot 10^6$  Гц, синтезированного на основе фильтра-прототипа с модифицированной функцией передачи (10) и с выбранной выше частотой дискретизации, имеет вид

$$K(z, 5, 3, 0, 509)_m = \frac{b(0) + b(1)z^{-1} + b(2)z^{-2} + b(3)z^{-3} + b(4)z^{-4} + b(5)z^{-5}}{1 - a(1)z^{-1} - a(2)z^{-2} - a(3)z^{-3} - a(4)z^{-4} - a(5)z^{-5}},$$

где  $b(0) = b(5) = 3,787\ 607\ 891\ 174\ 105\ 53 \cdot 10^{-3}$ ;  $b(1) = b(4) = -1,133\ 436\ 001\ 428\ 852\ 493 \cdot 10^{-2}$ ;

$b(2) = b(3) = 7,546\ 798\ 981\ 304\ 620\ 79 \cdot 10^{-3}$ ;  $a(1) = 4,900\ 191\ 855\ 299\ 502\ 323$ ;

$a(2) = -9,606\ 685\ 611\ 921\ 039\ 757$ ;  $a(3) = 9,418\ 673\ 153\ 170\ 838\ 36$ ;

$a(4) = -4,618\ 062\ 676\ 020\ 305\ 865$ ;  $a(5) = 9,058\ 831\ 857\ 546\ 245\ 315 \cdot 10^{-1}$ .

Форма АЧХ рассчитанного БИХ-фильтра  $|K(z, 5, 3, 0, 509)_i|_{z=e^{j\omega T}} = |K(j\omega, 5, 3, 0, 509)_i|$  приведена на рис. 6 и она полностью соответствует форме АЧХ исходного фильтра-прототипа (см. рис. 4 а).

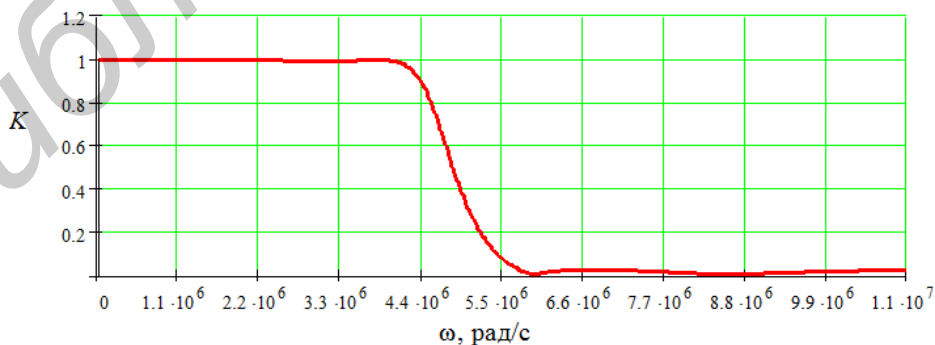


Рис. 6. АЧХ БИХ-фильтра с функцией передачи  $K(z, 5, 3, 0, 509)_m$  и нулями передачи  $\omega_0^0 = 1,346$  и  $\omega_1^0 = 1,945$

### Заключение

Таким образом, введение нулей передачи в нарастающе-волновую функцию позволяет синтезировать цепи с АЧХ, обладающей высокой равномерностью в полосе пропускания и повышенной крутизной спада в переходной полосе. В то же время такая модификация функции передачи приводит к ухудшению равномерности ФЧХ и неравномерности внеполосного затухания синтезированных цепей. Однако при этом фазочастотные искажения сигналов, вносимые такими цепями, не превышают искажения, вносимые цепями, синтезированными на основе равноволновой и эллиптической функций передачи.

## FILTERS WITH MODIFIED RISING RIPPLE TRANSFER FUNCTIONS

V.N. SHASHOK, G.A. FILIPPOVICH

### Abstract

The new method for approximation the transfer function of the prototype filters and resulting introduction of the transfer zeros in Rising Ripple function are described. The frequency characteristics of the circuits with the proposed modified Rising Ripple transfer function are shown. The difference equation and the amplitude-frequency characteristic of IIR filter with the given transfer function are presented.

### Список литературы

1. Филиппович Г.А, Шашок В.Н. // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. 2010, № 1. С. 65–72.
2. Шашок В.Н. // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. 2011, № 3. С. 94–100.
3. Шашок В.Н. // Докл. БГУИР. 2011, № 8 (62). С. 52–58.
4. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. для вузов по спец. «Радиотехника. – 4-е изд., перераб. и доп. М., 2003.
5. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов. – 2-е изд. М., 2006.

УДК 621.396.96

## РАСШИРЕНИЕ ИНТЕРВАЛА ОДНОЗНАЧНОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАДИАЛЬНОЙ СКОРОСТИ В РАДИОЛОКАТОРАХ ОБЗОРА ПРИ ЗАДАННОМ ИНТЕРВАЛЕ ОДНОЗНАЧНОЙ ДАЛЬНОСТИ

С.Ю. СЕДЫШЕВ, М.Н. ВОРОНЦОВ

*Военная академия Республики Беларусь  
Минск-57, 220057, Беларусь*

*Поступила в редакцию 28 марта 2012*

Представлен новый принцип расширения интервала однозначного определения радиальной скорости при заданном интервале однозначной дальности на основе использования в качестве зондирующего сигнала набора взаимно ортогональных радиоимпульсов.

*Ключевые слова:* взаимно ортогональные сигналы, интервал однозначного определения радиальной скорости, интервал однозначного определения дальности, фильтры устройства внутрипериодной обработки.

### Введение

Использование сложных зондирующих сигналов (ЗС) в радиолокации позволило повысить помехоустойчивость радиолокационных станций (РЛС), уменьшить пиковую мощность излучения передающих устройств. Применение псевдослучайных последовательностей для формирования сложных шумоподобных сигналов улучшило эффективность использования радиодиапазона за счет кодового разделения ЗС [1,2].

Известный способ расширения интервала однозначного определения радиальной скорости [3] является малоэффективным и характеризуется сложностью технической реализации. Для расширения интервала однозначного определения радиальной скорости при заданном интервале однозначной дальности предлагается использовать в качестве ЗС когерентную последовательность, состоящую из взаимно ортогональных сигналов. В данной статье рассматривается принцип расширения интервала однозначного определения радиальной скорости, основанный на свойствах взаимной ортогональности сигналов в последовательности.

Наличие составных сигналов с различными взаимно ортогональными законами модуляции (ЗМ) приводит к некоторому усложнению устройства внутрипериодной обработки принятого сигнала. В связи с этим целесообразно рассмотреть не только структуру составного ЗС, но и особенности его обработки.

### Принцип расширения интервала однозначного определения радиальной скорости при заданном интервале однозначной дальности

Рассмотрим случай, когда в качестве ЗС  $u(t)$  используется ограниченная когерентная последовательность сигналов, отвечающая условию взаимной ортогональности сигналов [4]:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} U_a(t)U_b^*(t)dt = 0 \quad \forall a \neq b, \quad a, b = \overline{1, N} \quad (1)$$

где  $U_a(t)$ ,  $U_b(t)$  – ЗМ рассматриваемых сигналов.

Комплексный ЗМ такой последовательности описывается выражением:

$$U(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} U_n(t - mT_{\Pi} - nT_{\Pi 1}), \quad (2)$$

где  $N$  – число ЗС со взаимно ортогональными ЗМ;  $M$  – число периодов повторения в пределах ограниченной когерентной последовательности;  $U_n(t)$  – один из ортогональных ЗМ последовательности;  $T_{\Pi}$  – период повторения сигналов в ограниченной когерентной последовательности с одинаковым ЗМ;  $T_{\Pi 1}$  – интервал следования сигналов со взаимно ортогональными ЗМ.

Квадратурная составляющая последовательности взаимно ортогональных сигналов показана на рис. 1.

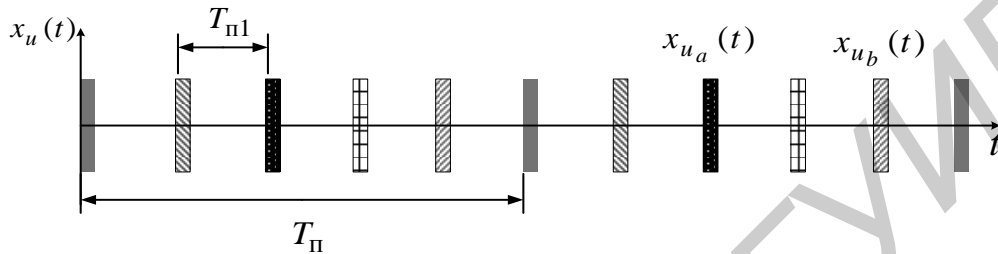


Рис. 1. Квадратурная составляющая ЗС, состоящего из пяти взаимно ортогональных сигналов

В качестве характеристики ЗС будем рассматривать функцию неопределенности (ФН), которая определяется известным выражением [2]:

$$\rho(\tau, F) = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} U(t) U^*(t - \tau) e^{-j2\pi Ft} dt \right|^2.$$

На рис. 2 представлена ФН ограниченной последовательности простых прямоугольных радиоимпульсов (ППРИ) (рис. 2 а) и ФН ограниченной последовательности, сформированной из пяти рассовмещенных во времени взаимно ортогональных сигналов (рис. 2 б).

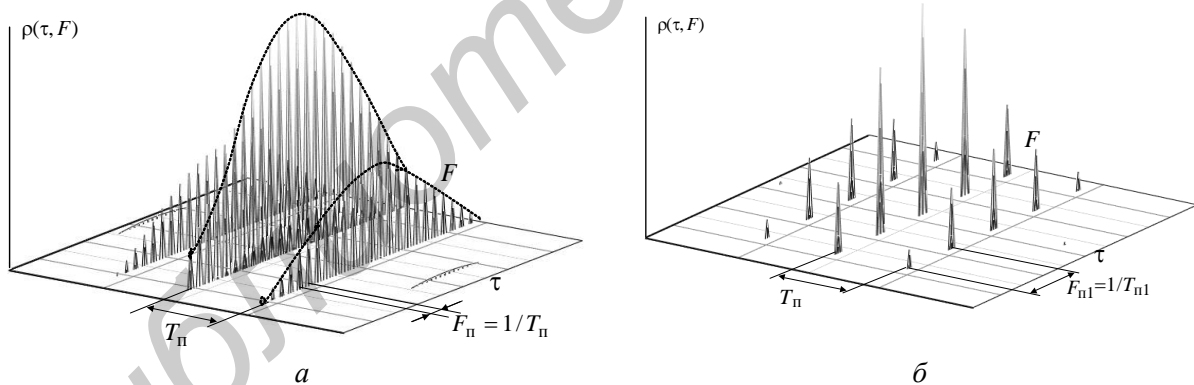


Рис.2. Функция неопределенности: а – последовательности ППРИ; б – последовательности со взаимно ортогональными сигналами

Для классической последовательности (рис. 2 а) пики в сечении ФН вдоль оси  $F$  отстоят друг от друга на частоту  $F_{\Pi 1}$ . В случае использования последовательности со взаимно ортогональными сигналами (рис. 2 б) пики разнесены на большую частоту  $F_{\Pi 1}$ . Увеличение интервалов следования пиков ФН вдоль частотной оси (рис. 2 б), обусловленное ортогональностью сигналов, предопределяет расширение интервала однозначного определения радиальной скорости [2]:

$$V_{\text{родн}} = \frac{\pm\lambda}{4} \cdot F_{\Pi 1} = \frac{\pm\lambda}{4 \cdot T_{\Pi 1}}, \quad (3)$$

где  $\lambda$  – длина волны ЗС.

При этом интервал однозначного определения дальности  $r_{\text{одн}}$  продолжает определяться периодом повторения  $T_{\text{п}}$  (рис. 2 а,б) [2]:

$$r_{\text{одн}} = cT_{\text{п}} / 2, \quad (4)$$

где  $c$  – скорость света.

Таким образом, в случае необходимости обеспечения в РЛС заданных интервалов  $r_{\text{одн}}$  и  $V_{\text{родн}}$  достаточно рассчитать необходимые период повторения  $T_{\text{п}} = \frac{2r_{\text{одн}}}{c}$ , интервал следования

$T_{\text{пл}} = \frac{\lambda}{4 \cdot V_{\text{родн}}}$  и определить число взаимно ортогональных сигналов:

$$N = \text{int}[T_{\text{п}} / T_{\text{пл}}], \quad (5)$$

где  $\text{int}[\dots]$  – операция выделения целой части.

Возможность расширения интервала однозначного определения радиальной скорости рассмотрим на примере аэродромного радиолокатора кругового обзора АОРЛ МТА-85 «Экран», обладающего следующими характеристиками:  $P_0 = 15 \cdot 10^3$  Вт – импульсная мощность;  $T_0 = 25$  мкс – длительность импульса;  $T_{\text{п}} = 1$  мс – период повторения;  $\lambda = 0,23$  м – длина волны;  $\Delta\beta \approx 1,5^\circ$  – ширина диаграммы направленности РЛС по азимуту на прием и на передачу;  $T_{\text{обз}} = 5$  с – период обзора по азимуту. В качестве ЗС в радиолокаторе используется сигнал с линейно-частотно модулированным ЗМ с девиацией частоты  $\Delta f_0 = 1$  МГц, что обеспечивает разрешающую способность по дальности:  $\Delta r = c / (2 \cdot \Delta f_0) = 150$  м. При обеспечении однозначной дальности:  $r_{\text{одн}} = 150$  км, интервал однозначного определения скорости неприемлемо мал:  $V_{\text{родн}} \approx \pm 57,5$  м/с, что делает практически невозможным однозначное измерение радиальной скорости. В рассматриваемой РЛС на этапе междупериодной обработки осуществляется когерентная компенсация мешающих отражений и некогерентное накопление полезного сигнала.

Пусть требуется обеспечить интервал однозначного определения радиальной скорости станции  $V_{\text{родн}} = 300$  м/с. Тогда с учетом (3) и (5):

$$T_{\text{п}} = \frac{0,23}{4 \cdot 300} = 1,9 \cdot 10^{-4} \text{ с}, \quad N = \text{int}[10^{-3} / 1,9 \cdot 10^{-4}] = 5.$$

При увеличении частоты повторения в  $N$  раз происходит переход РЛС в квазинепрерывный режим работы. В этом случае возникает проблема «слепых» дальностей. Для ее устранения необходимо использовать вобуляцию периода повторения ЗС. При выборе числа сменных периодов повторения  $K = 2 \div 4$ , число когерентно накапливаемых импульсов  $L$  будет определяться соотношением  $L = \text{int}[L_{\text{н}} / K]$ , где  $L_{\text{н}} = \frac{\Delta\beta \cdot T_{\text{обз}}}{360^\circ \cdot T_{\text{пл}}} = \frac{1,5 \cdot 5}{360^\circ \cdot 1,9 \cdot 10^{-4}} \approx 109$  – число импульсов за время наблюдения отраженных от цели сигналов. Тогда  $L = 109 / (2 \div 4) \approx 54 \div 36$ .

Эффективность когерентного накопления определяется числом накапливаемых импульсов  $\nu_{\text{кн}} = L = 36 \div 54$ . Заметим, что, применительно к рассмотренному случаю, когерентное накопление с эффективностью порядка  $\nu_{\text{кн}} = 36 \div 54$  позволяет снизить импульсную мощность передатчика:  $P_0 = 15 \cdot 10^3 / 54 \div 36 \approx 280 \div 420$  Вт, при сохранении размеров зоны действия РЛС.

Очевидно, что предложенная структура составного ЗС на основе применения набора взаимно ортогональных ЗМ позволила расширить интервал однозначного определения радиальной скорости при фиксированном интервале однозначного определения дальности. Вместе с этим использование составного ЗС предполагает соответствующее изменение устройства его оптимальной обработки.

## Оптимальное устройство внутрипериодной обработки составного сигнала со взаимно ортогональными законами модуляции

Наличие в когерентной последовательности сигналов с различными ЗМ требует усложнения структуры оптимальной внутрипериодной обработки (ВПО): для каждого из взаимно ортогональных сигналов используется соответствующий согласованный фильтр.

Импульсная характеристика оптимального фильтра (ОФ) с точностью до вещественного множителя  $k$  определяется зеркальным отображением комплексно-сопряженного ЗМ ЗС [2]:

$$v_0(t) = kU^*(t_0 - t) \cdot e^{-j(\omega_0 + \Omega_{\text{дс}})(t_0 - t)}, \quad (6)$$

где  $\Omega_{\text{дс}}$  – доплеровское смещение частоты принятого сигнала относительно несущей частоты  $\omega_0$ ;  $t_0$  – время задержки сигнала в фильтре.

Фильтр оптимальной обработки составного ЗС предполагает совместное использование набора импульсных характеристик излучаемых сигналов:

$$v_n(t) = kU_n^*(t_0 - t) \cdot e^{j(\omega_0 + \Omega_{\text{дс}})t}, \quad n \in 1 \dots N. \quad (7)$$

Рассмотрим прохождение через такой фильтр отраженного сигнала (ОС), формируемого  $n$ -ым ЗМ:

$$m_n(t) = E_c U_n(t - t_r) \cdot e^{j[(\omega_0 + \Omega_{\text{дс}})(t - t_r) + \varphi_c]}, \quad (8)$$

где  $E_c$  – амплитуда ОС,  $\varphi_0$  – случайная фаза ОС.

На основании (7,8) на выходе ОФ формируется отклик вида [2]:

$$w_n(t) = kE_c T_0 e^{j\varphi_c} C_n(t - t_r - t_0) \cdot e^{j(\omega_0 + \Omega_{\text{дс}})(t - t_r + t_0)}, \quad (9)$$

где  $T_0$  – длительность одиночного радиоимпульса.

Выражение (9) не учитывает результаты несогласованной обработки ОС, формируемого  $n$ -ым ЗМ, в остальных фильтрах устройства ВПО. Вид огибающей сигнала на выходе ОФ, при выполнении условия (1), будет определяться формой корреляционной функции  $C_n(t)$   $n$ -го ЗМ.

Структура устройства обработки набора взаимно ортогональных сигналов, реализующая принцип расширения интервала однозначного определения радиальной скорости при заданном интервале однозначной дальности, представлена на рис. 3.

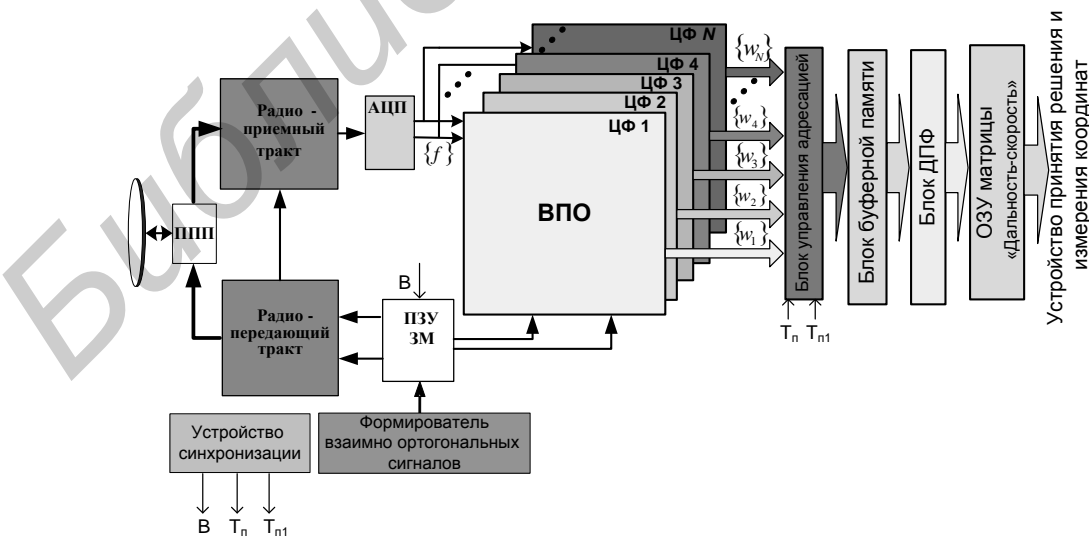


Рис. 3. Структура РЛС с однозначным определением дальности и радиальной скорости

Основными элементами данной структурной схемы являются: 1) аналого-цифровой преобразователь (АЦП); 2) цифровые фильтры устройства ВПО; 3) блок управления адресаци-

ей; 4) блок буферной памяти; 5) блок дискретного преобразования Фурье (ДПФ); б) оперативное запоминающее устройство (ОЗУ) матрицы «дальность-скорость».

Отраженный сигнал, после прохождения через входные каскады приемного тракта, оцифровывается на АЦП и подается на входы цифровых фильтров устройства ВПО. Комплексные амплитуды отраженного сигнала, полученные как результаты откликов фильтров, с помощью блока управления адресацией в нужном порядке записываются в двумерный массив блока буферной памяти. Порядок размещения результатов обработки в двумерном буфере памяти представлен на рис. 4.

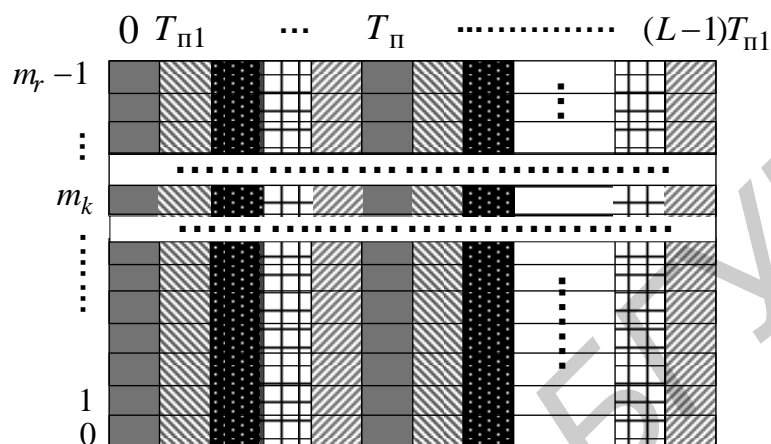


Рис. 4. Порядок размещения результатов согласованной обработки взаимно ортогональных сигналов в блоке буферной памяти

Число элементов разрешения РЛС по дальности определяет число строк  $m_r$  формируемого массива. Число столбцов массива  $L$  определяется числом когерентно накапливаемых комплексных отсчетов, фиксируемых через период  $T_{п1}$  в каждом элементе разрешения РЛС по дальности.

Обзор пространства радиолокационного наблюдения по частоте Доплера осуществляется путем применения алгоритма ДПФ (блок ДПФ) для каждой  $m_k$ -й строки буферной памяти. Результаты работы алгоритма ДПФ записываются в ОЗУ «дальность-скорость» размерностью  $m_r \times L$ , которое предназначено для хранения комплексных амплитуд когерентно накопленных сигналов в элементах разрешения РЛС по дальности. С выхода ОЗУ «дальность-скорость» выдается информация о радиальной скорости, обнаруженной в элементе дальности цели.

### Заключение

Применение составного ЗС в виде взаимно ортогональной последовательности из  $N$  сигналов с разными ЗМ позволяет при заданном интервале однозначного определения дальности расширить в  $N$  раз интервал однозначного определения радиальной скорости цели.

Свойство взаимной ортогональности сигналов в излучаемой последовательности позволило перевести станцию обзора в квазинепрерывный режим работы, сохранив неизменным интервал однозначного определения дальности до цели. Работа станции в квазинепрерывном режиме, в отличие от импульсного режима с теми же параметрами, позволяет осуществлять когерентное накопление сигналов с большей эффективностью, что повышает отношение сигнал/шум. Увеличение отношения сигнал/шум, в свою очередь, дает возможность снижения на эквивалентную величину импульсной мощности передатчика, при сохранении размеров зоны действия РЛС.

К недостаткам предложенного принципа расширения интервала однозначного определения радиальной скорости, при заданном интервале однозначной дальности, относится необходимость усложнения оптимальной обработки принятого сигнала. Однако требуемое кон-



структивное усложнение устройства обработки, на фоне упрощения передатчика, обусловленное снижением его требуемой импульсной мощности, является незначительным.

## **INTERVAL EXTENSION UNAMBIGUOUSLY THE RADIAL VELOCITY IN RADAR VISION FOR UNIQUE RANGE GIVEN INTERVAL**

S.Y SEDISHEV, M.N VORONCOV

### **Abstract**

A new principle of unique determination of the interval extension of the radial velocity at a given interval range based on the unique use as a sounding signal set of mutually orthogonal radio pulses is performed.

### **Список литературы**

1. *Варакин Л.Е.* Теория сложных сигналов. М., 1970.
2. *Охрименко А.Е.* Основы радиолокации и радиолокационная борьба. М., 1983.
3. Патент РФ № 2035050/ G 01 S 13/52, 1995.
4. *Баскаков С.И.* Радиотехнические цепи и сигналы. М., 2000.
5. *Алмазов В.В., Белов А.А., Кокин В.Н., и др.* Теоретические основы радиолокации. Харьков, 1996.
6. *Ширман Я.Д., Николаев А.И., Горшков С.А., и др.* Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. М., 2007.
7. *Гантмахер В.Е., Быстров Н.Е., Чеботарев Д.В.* Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. СПб., 2005.

УДК 531.76

## МИКРОВОЛНОВОЙ БЕСКОНТАКТНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ УРОВНЯ ВЕЩЕСТВ

В.В. КОЗЛЯК, А.В. ГУСИНСКИЙ, А.М. КОСТРИКИН

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

Поступила в редакцию 3 апреля 2012

Проведен анализ и сравнение существующих бесконтактных методов измерения уровня вещества. Подробно рассмотрены преимущества и недостатки оптических, ультразвуковых и микроволновых методов измерения. Сделано заключение о целесообразности использования определенного бесконтактного метода измерения уровня в зависимости от заданных условий. Микроволновые методы измерения уровня вещества выделены как наиболее универсальные и перспективные. Рассмотрен СВЧ бесконтактный измеритель уровня веществ.

*Ключевые слова:* уровень вещества, микроволновой метод измерения уровня, СВЧ бесконтактный измеритель.

### Обзор бесконтактных методов измерения уровня

Измерение уровня и расхода вещества входит в число параметров, характеризующих состояние среды. При выборе устройства для измерения уровня или расхода необходимо учитывать такие физические и химические свойства материала, как температура, абразивные свойства, вязкость, электрическая проводимость, радиоактивность, химическая агрессивность и т.д. Кроме того, следует принимать во внимание рабочие условия в резервуаре, трубопроводе, на конвейере и около него: давление, температуру, способ заполнения, наличие перемешивающих устройств, огнеопасность и взрывоопасность [1].

Наиболее распространенными методами измерения уровня и расхода вещества являются контактные, вследствие их простой реализации, достаточной надежности и малой стоимости. Однако их применение ограничено в случаях, когда необходимо обеспечить отсутствие механического контакта измерителя с контролируемой средой (измерение уровня агрессивных сред, проходящих по конвейеру веществ и т.д.). В последнее время широкое распространение получили бесконтактные методы измерения уровня и расхода вещества. Основой данных методов является зондирование объекта звуковыми и электромагнитными волнами.

Бесконтактные методы измерений подразделяются на следующие виды: оптические, ультразвуковые, микроволновые.

У каждого метода есть свои преимущества и недостатки. Рассмотрим каждый метод более подробно и попробуем выделить их отличительные черты.

#### 1. Оптические методы измерения уровня и расхода.

Оптические методы измерения основаны на использовании явлений отражения, поглощения, поляризации, интерференции и дифракции света, проявляющихся в результате его взаимодействия с контролируемым объектом при получении информации о состоянии этого объекта и его параметрах. В технологических процессах применяются различные материалы (металлы, полупроводники, диэлектрики, различные растворы, сыпучие вещества и т.п.), которые по-разному взаимодействуют с оптическим излучением (см. рис. 1). Это взаимодействие определяется свойствами материалов, их геометрией, внешними условиями, а также параметрами оптического излучения [2].

По способам получения информации об объекте оптические методы разделяются на визуальные и фотоэлектрические. По физическим методам, с помощью которых извлекается информация о контролируемом объекте, оптические методы разделяют на следующие основные виды: микроскопия, интерферометрия, спектрометрия и эллипсометрия.

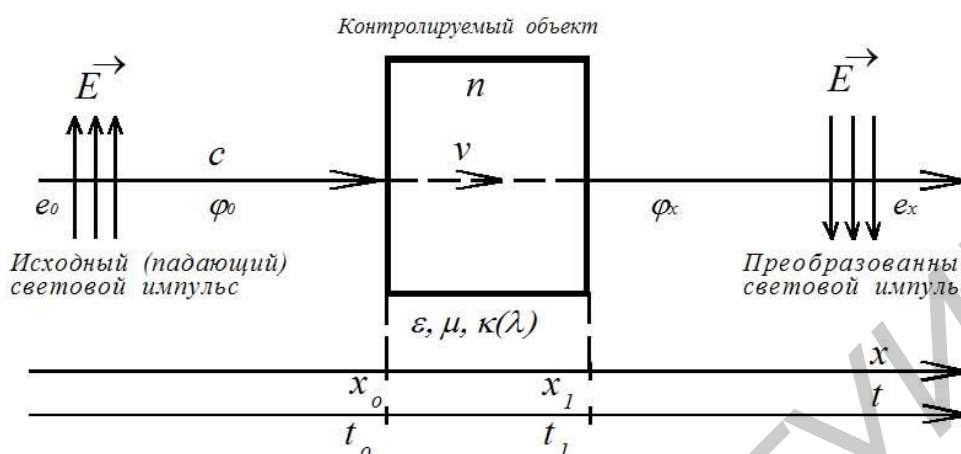


Рис. 1. Взаимодействие света с контролируемым объектом

К достоинствам оптических методов можно отнести высокую разрешающую способность и точность.

Общими недостатками оптических методов являются сложность, громоздкость и высокая стоимость оборудования, большое энергопотребление, высокие требования к качеству поверхности исследуемого объекта, высокие требования к состоянию атмосферы (определенная влажность, отсутствие запыленности и т.п.). Кроме того, лазерное излучение оказывает вредное влияние на зрение обслуживающего персонала и требует дополнительных мер предосторожности и защиты [2].

## 2. Ультразвуковые методы измерений уровня и расхода.

Ультразвук представляет собой упругие колебания и волны с частотами приблизительно от 15 кГц до 1 ГГц. При использовании ультразвуковых методов неразрушающего контроля измерительным параметром обычно служит степень затухания ультразвука в веществе или время его распространения. В измерителях, реализующих ультразвуковые методы измерений, обычно используется принцип отражения звуковых волн от границы раздела «контролируемый объект – газ (воздух)» [3].

Распространение ультразвука подчиняется основным законам, общим для акустических волн любого диапазона частот. К основным законам распространения относятся законы отражения звука и преломления звука на границах различных сред, дифракции звука и рассеяния звука при наличии препятствий и неоднородностей в среде и неровностей на границах, законы волноводного распространения в ограниченных участках среды. Существенную роль при этом играет соотношение между длиной волны звука  $\lambda$  и геометрическим размером  $D$  – размером источника звука или препятствия на пути волны, размером неоднородностей среды. При  $D \gg \lambda$  распространение звука вблизи препятствий происходит, в основном, по законам геометрической акустики (можно пользоваться законами отражения и преломления). Степень отклонения от геометрической картины распространения и необходимость учета дифракционных явлений определяются параметром  $P = \frac{\sqrt{\lambda r}}{D}$ , где  $r$  – расстояние от точки наблюдения до объекта, вызывающего дифракцию.

Одной из последних разработок ультразвуковых методов неразрушающего контроля является метод ультразвуковой фазометрии. Он заключается в измерении текущего значения разности фаз опорного сигнала ультразвуковой частоты и сигнала, отраженного от исследуемого объекта. В качестве чувствительных элементов используется пьезоэлектрическая керамика.

Химические и физические свойства среды не влияют на результат измерения, полученный ультразвуковым методом, поэтому без проблем можно измерять уровень агрессивных, аб-

разивных, вязких и клейких веществ. Однако необходимо помнить, что на скорость распространения ультразвука оказывает влияние температура воздуха в среде его распространения. Кроме того, будучи сильно зависимой от температуры, скорость ультразвука зависит от давления воздуха: она увеличивается с ростом давления. Скорость ультразвука также зависит от состава воздуха, но это влияние является меньшим по сравнению с влиянием температуры и давления.

В качестве достоинств ультразвуковых методов можно отметить дешевизну и компактность аппаратуры, малое время измерения, применяемость для загрязненных жидкостей, независимость от плотности контролируемой среды. Недостатками являются большое расхождение конуса излучения, отражения от нестационарных препятствий могут вызвать ошибки измерения, сильное затухание ультразвука в воздухе, зависимость от состояния атмосферы и условий проведения измерений.

### 3. Микроволновые методы измерения уровня и расхода.

Микроволновые методы обеспечивают минимальный контакт измерительного устройства с измеряемой средой и практически полностью не чувствительны к изменению ее температуры и давления. Причем температура и давление могут иметь значения, недопустимые для применения других методов. При всех существующих различиях микроволновых методов общим для них остается принцип действия: излученный СВЧ-сигнал отражается от контролируемого объекта, принимается обратно и соответствующим образом обрабатывается. В настоящее время в измерителях, реализующих микроволновой метод измерения, применяются преимущественно две технологии: с непрерывным частотно-модулированным излучением и импульсным излучением сигнала.

Микроволновые методы измерения уровня и расхода позволяют устранить некоторые недостатки, присущие двум другим методам. Радиоволновые методы являются безинерционными. Контролируемые объекты могут быть как проводниками, так и диэлектриками с потерями или без потерь. Они могут быть использованы на расстоянии от сантиметров до нескольких метров, в условиях отсутствия или плохой оптической видимости, высоких температур и для объектов с большим многообразием форм и материалов поверхностей.

Электромагнитная волна представляет собой совокупность быстропеременных электрического  $E$  и магнитного  $H$  полей, распространяющихся в определенном направлении  $z$ . В свободном пространстве электромагнитная волна поперечна, т.е. векторы  $E$  и  $H$  перпендикулярны направлению распространения волны  $z$  (продольная волна отсутствует).

При микроволновом контроле диэлектрических материалов необходимо знать диэлектрическую постоянную  $\epsilon$  и тангенс угла диэлектрических потерь  $\text{tg}\delta$  (обычно для диэлектриков магнитная проницаемость  $\mu = 1$ ), для полупроводниковых и магнитных материалов необходимо учитывать  $\epsilon$  и  $\mu$ , для металлов, в основном, имеет значение величина проводимости  $\sigma$ .

К основным недостаткам микроволновых методов относят сложность контроля материалов с низкой диэлектрической проницаемостью, отсутствие базового уровня отсчета при измерении уровня вещества. К достоинствам микроволновых методов относят независимость от атмосферных условий, возможность работы в агрессивных средах, проведение измерений с высокой точностью [4].

### Микроволновой метод измерения уровня

Существует бесконтактный метод измерения уровня сыпучих веществ, основанный на интерференционном радиоволновом методе оценки фазы отраженного сигнала, полученного при зондировании объекта волнами СВЧ диапазона.

Суть метода заключается в следующем:

– исследуемый объект зондируют с помощью антенны КВЧ сигналом фиксированной частоты, принимают от исследуемого объекта отраженный сигнал вида

$$S_1(t) = A_1 \cdot \cos[2\pi \cdot f_0 \cdot t + \varphi_1 + \varphi_B(t)], \quad (1)$$

где  $A_1$  – амплитуда отраженного сигнала;  $f_0$  – частота зондирующего сигнала;  $\varphi_1$  – фазовый сдвиг отраженного сигнала в КВЧ измерительном тракте;  $\varphi_B(t) = \varphi_{BM} \cdot \sin(2\pi \cdot t)$  – изменение

фазы отраженного сигнала под влиянием перемещения исследуемого объекта;  $\varphi_{BM}$  – амплитудное значение изменения фазы отраженного сигнала под влиянием перемещения исследуемого объекта;

– смешивают в комплексном балансном смесителе отраженный сигнал и часть зондирующего сигнала (опорный сигнал) и получают после фильтрации и усиления на выходе комплексного балансного смесителя квадратурные сигналы вида:

$$U_1(t) = \frac{1}{2} A_1 \cdot A_2 \cdot \cos[(\varphi_1 - \varphi_2) + \varphi_B(t)]; \quad (2)$$

$$U_2(t) = \frac{1}{2} A_1 \cdot A_2 \cdot \sin[(\varphi_1 - \varphi_2) + \varphi_B(t)], \quad (3)$$

где  $A_1$  – амплитуда опорного сигнала;  $\varphi_2$  – фазовый сдвиг между опорным сигналом на входе комплексного балансного смесителя и исходным зондирующим сигналом;

– определяют перемещение из формулы:

$$D = \frac{c}{4 \cdot \pi \cdot f_0} \cdot \varphi_{BM}, \quad (4)$$

где  $c$  – скорость света;

– затем сигналы  $U_1(t)$ ,  $U_2(t)$  с помощью быстродействующего двухканального аналого-цифрового преобразователя преобразуются в цифровую форму, таким образом получают набор мгновенных значений  $U_1(t_i)$ ,  $U_2(t_i)$  в цифровой форме; для каждой пары этих значений рассчитываются мгновенные значения фазового сдвига:

$$\varphi_i = (\varphi_1 - \varphi_2) + \varphi_B(t_i) = \varphi_0 + \varphi(t_i) = \arctg \frac{U_2(t_i)}{U_1(t_i)}. \quad (5)$$

Для расчета  $\varphi_i$  используют следующую модель квадратурных сигналов. Чтобы нагляднее проиллюстрировать физический смысл модели обозначим  $U_1(t) = \Delta X(t)$ ,  $U_2(t) = \Delta Y(t)$ ,

$\frac{1}{2} A_1 \cdot A_2 = A$ , тогда получим:

$$\Delta X(t_i) = A \cdot \cos((\varphi_0 + \varphi(t_i))), \quad (6)$$

$$\Delta Y(t_i) = A \cdot \sin((\varphi_0 + \varphi(t_i))). \quad (7)$$

Расчет фазы по значениям квадратур производит следующим образом:

$$\varphi_i = \arctg \frac{\Delta Y(t_i)}{\Delta X(t_i)}. \quad (8)$$

По значению фазы и известной длине волны зондирующего сигнала  $\lambda$  вычисляется мгновенное значение перемещение  $D(t_i)$ :

$$D(t_i) = \frac{\varphi_i \cdot \lambda}{4\pi}, \quad (9)$$

где  $\lambda$  – длина волны зондирующего сигнала.

Таким образом, фаза отраженного сигнала содержит всю информацию о перемещении объекта. Достоинством фазового метода измерения является то, что амплитуда отраженного сигнала непосредственно не участвует в расчете параметров вибрации или перемещения. Это позволило с использованием современных средств цифровой обработки сигналов создать интеллектуальный датчик, работающий в широком диапазоне расстояний до объекта, частот и амплитуд вибраций и перемещений, обладающий высокими метрологическими характеристиками и унифицированными аналоговыми и цифровыми интерфейсами.

Отличительной особенностью технической реализации измерителя является использование модулированного зондирующего сигнала и цифровой фильтрации и демодуляции сигналов промежуточной частоты. Это позволяет разнести по частоте полезные (отраженные) сигналы и сетевые наводки и при помощи фильтрации значительно улучшить отношение сигнал/шум.

На рис. 2 представлена структурная схема прибора реализующего данный метод измерения.

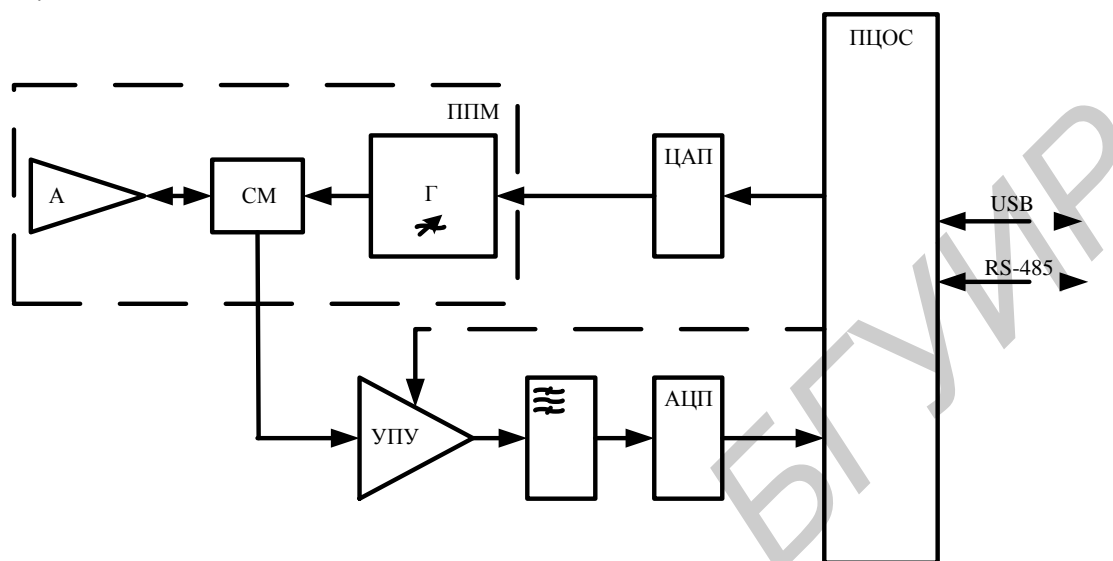


Рис. 2. Структурная схема измерителя уровня:

А – антенна, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, Г – перестраиваемый генератор, ППМ – приемно-передающий модуль, ПЦОС – процессор цифровой обработки сигнала, СМ – смеситель, УПУ – усилитель с программируемым усилением, ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь.

Приемно-передающий модуль (ППМ) содержит СВЧ генератор (Г), рупорную антенну, которая одновременно является и приемной и передающей, и смеситель (СМ), в котором осуществляется интерференция отраженного сигнала с опорным сигналом. На варакторный вход перестройки частоты генератора подается модулирующее напряжение с выхода цифро-аналогового преобразователя ЦАП. На выходе СМ при помощи полосового фильтра выделяется сигнал промежуточной частоты, несущий информацию о фазе сигнала и, следовательно, о параметрах вибрации и перемещения. Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) обеспечивает преобразование сигнала промежуточной частоты в цифровую форму и передачу его в процессор цифровой обработки сигнала (ПЦОС).

В ПЦОС производится математическая обработка сигналов и вычисление измеряемого уровня. Полученные значения передаются датчиком по цифровым интерфейсам в устройство управления и регистрации. Передача измеренной величины происходит по последовательному каналу связи в цифровом коде (интерфейс RS-485), что позволяет обеспечить помехозащищенность, а также снять необходимость в метрологической аттестации измерительного канала в составе информационно-измерительной системы и шине USB.

В заключение можно сказать, что определенный бесконтактный метод следует выбирать исходя из многочисленных условий (атмосферные, материальные, обеспечение необходимой точности, разрешающей способности и т.д.) при которых будут осуществляться измерения уровня и расхода вещества. Однако следует отметить, что микроволновые методы являются наиболее универсальными при измерении уровня и расхода веществ.

# MICROWAVE CONTACTLESS MEASUREMENT METHOD OF SUBSTANCES LEVEL

V.V. KAZLYAK, A.V. GUSINSKIY, A.M. KOSTRIKIN

## Abstract

The analysis and comparison of existing contactless methods of substance level measurement is carried out. Advantages and lacks of optical, ultrasonic and microwave measurement methods are considered in details. The conclusion about expediency of a certain use contactless method of level measurement depending on set conditions is made. Microwave methods of substance level measurement are allocated as the most universal and perspective. A microwave contactless measuring instrument of substances level is considered.

## Список литературы

1. Волковец А.И., Руденко Д.Ф., Гусинский А.В. и др.// Докл. БГУИР. 2007, №4(20). С. 58–65.
2. Мищенко С.В., Малков Н.А. Проектирование радиоволновых (СВЧ) приборов неразрушающего контроля материалов. : учеб. пособие. 2003.
3. Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. 1989.
4. Давыдов П.С. Техническая диагностика радиоэлектронных устройств и систем. 1988.
5. Жданкин В.К. Измерение уровня посредством направленного электромагнитного излучения. 2004.

УДК 621.396.677

## ПРИБЛИЖЕННАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ТИПА «КОСЕКАНС» В ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

В.В. КИЗИМЕНКО, О.А. ЮРЦЕВ

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

*Поступила в редакцию 17 мая 2012 года*

Рассматривается приближенное амплитудно-фазовое распределение возбуждения излучателей (АФР) в линейной решетке, при котором диаграмма направленности (ДН) в заданном угловом секторе близка к диаграмме направленности типа «Косеканс» (далее косекансная ДН). Исследуется влияние приближений амплитудно-фазового распределения к синтезированному на диаграмму направленности и способ его реализации в линейной решетке с последовательным возбуждением.

*Ключевые слова:* линейная антенная решетка, диаграмма направленности типа «Косеканс», приближенная реализация.

### Введение

Косекансная ДН используется в обзорных радиолокаторах и формируется в вертикальной плоскости. Реализация косекансной ДН в антенных решетках связана с необходимостью возбуждения излучателей с весьма сложным фазовым распределением. Это, в свою очередь, усложняет систему распределения мощности в решетке с аналоговым формированием ДН. Если в плоских антенных решетках с электронным сканированием цифровое формирование ДН производится только в горизонтальной плоскости, в вертикальной плоскости используется аналоговое формирование ДН с помощью высокочастотной системы распределения мощности. В этом случае формирование косекансной ДН в вертикальной плоскости требует возбуждения излучателей в этой плоскости со сложным фазовым распределением. Далее рассматриваются варианты упрощения фазового распределения и способа его реализации, обеспечивающие формирование ДН, близкой по форме к косекансной.

### Методика теоретического анализа

Решение задачи синтеза амплитудно-фазового распределения (АФР) возбуждения излучателей линейной решетки, формирующей косекансную ДН, т.е. описываемую формулой

$$F_1(z) = \frac{1}{\sin \theta}, \quad (1)$$

возможно только приближенно [1]. В выражении (1)  $\theta$  – угол, отсчитываемый от нормали к решетке (угол наблюдения). При решении этой задачи задается значение  $\theta_{\min}$  – минимальная граница интервала углов наблюдения, в котором необходимо получить ДН, близкую к косекансной. В результате решения задачи синтеза определяется АФР, реализующее ДН типа

$$F_1(\theta) = \frac{\sin \theta_{\min}}{\sin \theta} \text{ при } \theta \geq \theta_{\min} \quad (2)$$



Вид ДН при  $\theta < \theta_{\min}$  зависит от выбора некоторых вспомогательных коэффициентов. Далее при численном решении задачи синтеза использованы формулы работы [1], приближенно реализующие косекансную ДН методом парциальных ДН.

В результате решения задачи синтеза определяется ДН, близкая к заданной –  $R(z)$ :

$$R(z) = z_0 \frac{p^z}{z} \text{ при } z > z_0, \quad (3)$$

$$R(z) = 0 \text{ при } z < 0, \quad (4)$$

$$z = \frac{L}{\lambda} \sin \theta, \quad (5)$$

где  $L$  – длина линейной решетки,  $\lambda$  – длина волны,  $p < 1$ .

Синтезированная диаграмма направленности описывается формулой:

$$R_1(z) = z_0 \sum_{m=1}^{M_1} \frac{p^m}{m} \cdot \frac{\sin[\pi(z-m)]}{\pi(z-m)} + A_0 \frac{\sin(\pi z)}{\pi z}. \quad (6)$$

В выражениях (3) и (6)  $p$  – коэффициент, улучшающий сходимость ряда в (5);  $A_0 < 1$  – коэффициент, уменьшающий различие ДН  $R(z)$  и  $R_1(z)$  при нецелых значениях  $z$ .

Синтезированное амплитудное распределение ( $A(y)$ ) и фазовое распределение  $\Psi(y)$  возбуждения излучателей линейной решетки описываются выражениями:

$$A(y) = \sqrt{\left[ A_0 - \frac{1}{2} z_0 \cdot \ln(1 - 2p \cos y + p^2) \right]^2 + \left( z_0 \operatorname{arctg} \frac{p \sin y}{1 - p \cos y} \right)^2}, \quad (7)$$

$$\Psi(y) = \operatorname{arctg} \frac{z_0 \operatorname{arctg} \left( \frac{p \sin y}{1 - p \cos y} \right)}{A_0 - 0,5 z_0 \ln(1 - 2p \cos y + p^2)}. \quad (8)$$

В выражениях (7), (8):

$$y = 2\pi \frac{x_n}{L}, \quad (9)$$

где  $x_n$  – координата излучателя с номером « $n$ » в линейной решетке:

$$x_n = D(n-1), \quad (10)$$

где  $D$  – расстояние между соседними излучателями в решетке.

Решетка с АФР вида (7), (8) имеет ДН, описываемую выражением (7). Если в АФР внести некоторые коррективы, упрощающие его, ДН необходимо рассчитывать с помощью общего выражения для ДН дискретной системы излучателей [2]:

$$R(\theta) = \sum_{n=1}^N A_n e^{i\Psi_n} e^{ikD(n-1)\sin\theta}, \quad (11)$$

где  $N$  – число излучателей в решетке,  $A_n$ ,  $\Psi_n$  – амплитуда и фаза возбуждения излучателя с номером  $n$ .

### Численные результаты. Приближенные способы реализации диаграммы направленности типа «косеканс»

На рис. 1 показаны ДН решетки при рекомендуемом значении  $A_0 = 0,65$  [1];  $p = 0,99$   $\theta_{\min} = 1,5$  и двух значениях  $M_1$  – числе учитываемых членов ряда в выражении (6). Остальные исходные параметры:  $D/\lambda = 1$ ;  $N = 30$ . Как видно, величина  $M_1$  влияет на границу  $\theta_{\max}$ . При  $\theta < \theta_{\max}$  заданная и синтезированная ДН близки друг к другу. При  $M_1 = 30$   $\theta_{\max} = 90^\circ$ . На рис.1 и последующих рисунках использованы обозначения:  $1/\sin\theta$  – заданная косекансная ДН, описываемая формулами (3)–(5), ДН – синтезированная диаграмма направленности, описываемая формулой (6). На графиках обозначены  $f(\theta)$  – ненормированная ДН,  $F_n(\theta)$  – нормированная ДН.

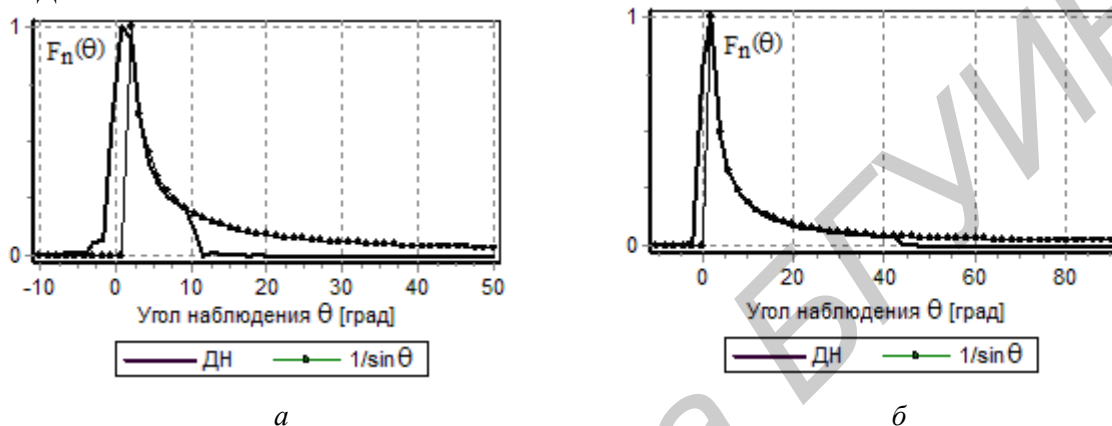


Рис.1. Диаграммы направленности при:  $M_1 = 5$  (а),  $M_1 = 20$  (б)

Расчеты показывают, что при изменении  $\theta_{\min}$  необходимо подбирать значение  $A_0$  по критерию близости заданной и синтезированной ДН. На рис.2 показаны ДН при  $A_0 = 0,65$  при двух значениях  $\theta_{\min}$ . Этот расчет и все последующие расчеты сделаны при  $M_1 = 30$ .

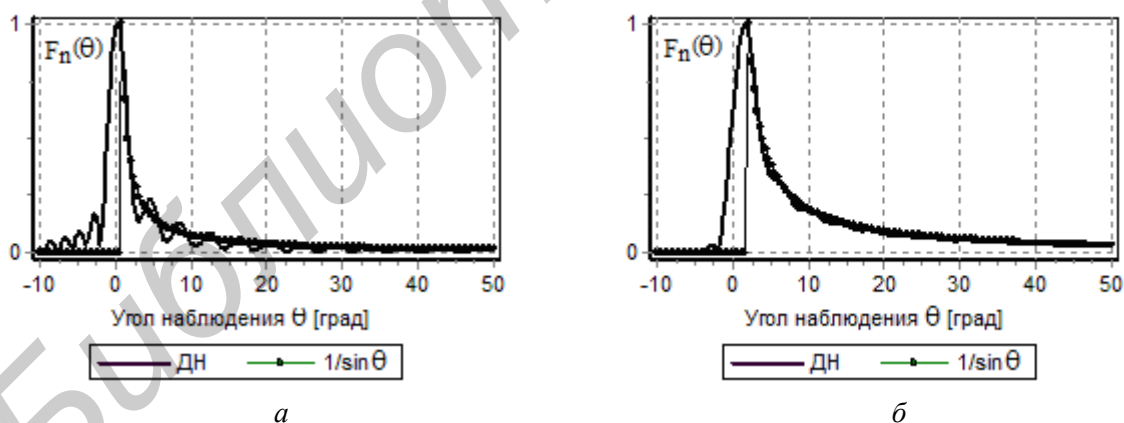


Рис.2. ДН для значения  $A_0 = 0,65$  при:  $\theta_{\min} = 0,5^\circ$  (а);  $\theta_{\min} = 2^\circ$  (б)

Степень близости заданной и синтезированной ДН зависит от числа излучателей в решетке  $N$ . На рис.3 показаны ДН при  $\theta_{\min} = 0,5^\circ$  при  $A_0 = 0,65$  для двух случаев:  $N = 15$  и  $N = 50$ . Этот рисунок совместно с рис.4 иллюстрирует эту закономерность.

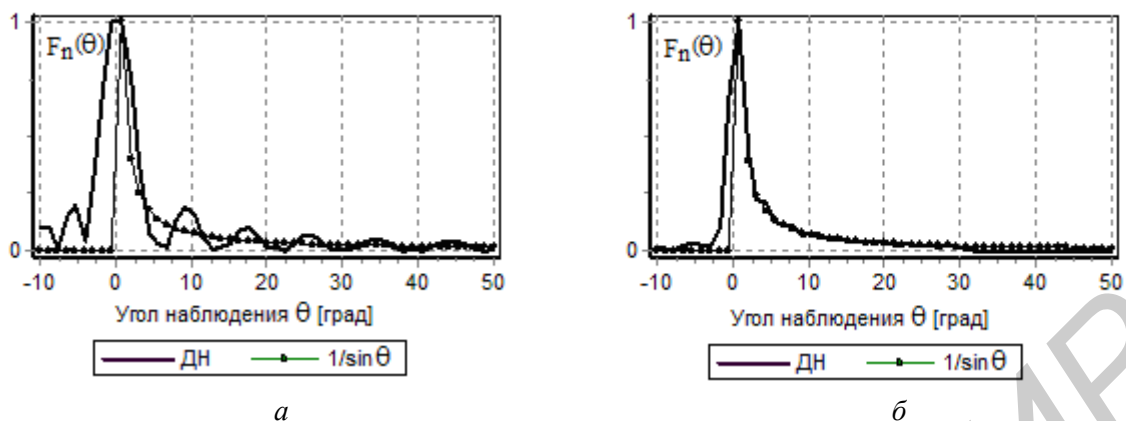


Рис.3. ДН при различном числе излучателей в решетке:  $N = 15$  (а);  $N = 50$  (б)

Синтезированное АФР, особенно фазовое распределение, зависит от  $A_0, \theta_{\min}, N, p$ . На рис.4 показаны нормированное амплитудное распределение ( $A_n$ ) и фазовое распределение ( $\Psi_n$  в градусах) в зависимости от номера  $n$  излучателя для  $\theta_{\min} = 1^\circ$  при  $A_0 = 0,65; N = 30$ .

На рис. 4 в и 4 г показана зависимость фазового распределения от  $\theta_{\min}$ .

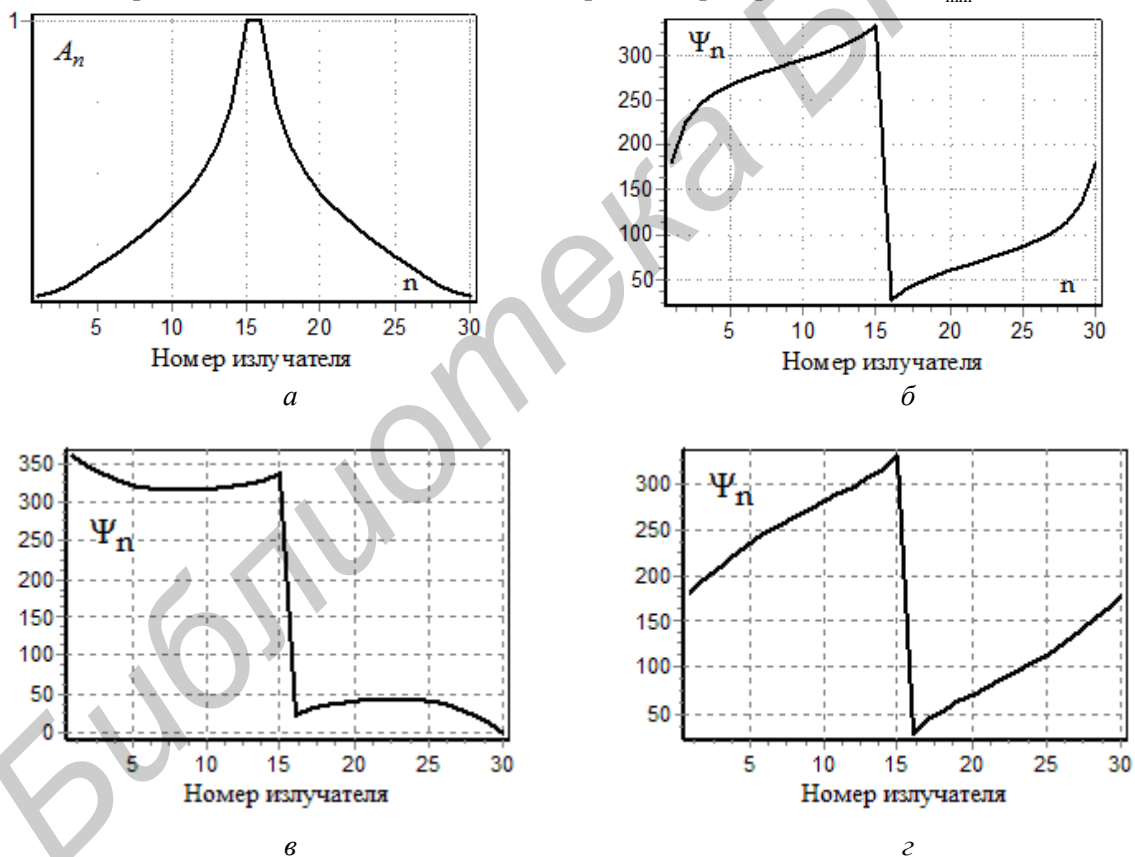


Рис.4. Амплитудное (а) и фазовое (б) распределение и зависимость фазового распределения от номера излучателя при:  $\theta_{\min} = 0,5^\circ$  (б);  $\theta_{\min} = 2^\circ$  (г)

Характер АФР для получения косекансной ДН позволяет предложить упрощенный способ его реализации в линейной решетке с последовательным возбуждением. Такая решетка схематически показана на рис.5 и состоит из двух половин. Половины решетки возбуждаются со сдвигом по фазе  $\Delta\Psi$ .

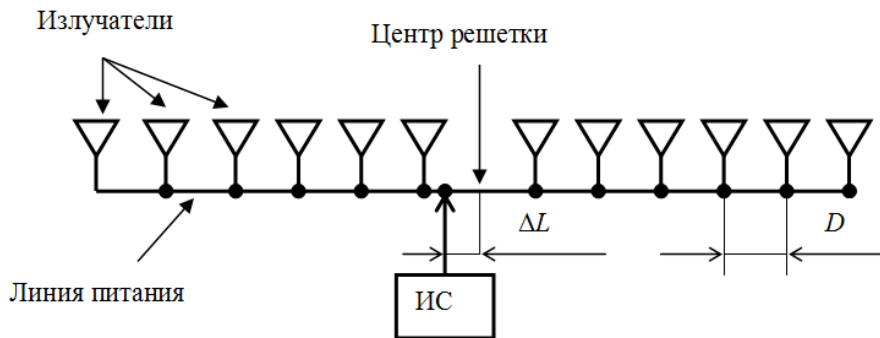


Рис.5. Схема решетки с последовательным возбуждением

Если в пределах каждой половины расстояние между излучателями равно длине волны в питающей линии передачи ( $D = \lambda_v$  – длина волны в линии), все излучатели в каждой половине возбуждаются синфазно (точнее со сдвигом по фазе  $\varphi_0 = 2\pi \cdot D / \lambda_v = 2\pi$ ). Сдвиг по фазе возбуждения двух половин решетки равен  $\Delta\Psi = \pi \cdot \Delta L / \lambda_v$ , где  $\Delta L$  – смещение точки соединения входной линии передачи с линией питания излучателей от центра решетки. В такой схеме фазовое распределение возбуждения в решетке ступенчатое – рис. 6 а. При изменении частоты фазовое распределение становится линейным – рис. 6 б. На графиках из разности фаз между соседними излучателями вычтено значение  $360^\circ$ . Амплитудное распределение в решетке – спадающее к краям. Закон изменения амплитуды возбуждения излучателей в зависимости от номера « $n$ » может быть сделан близким к показанному на рис. 4 а.

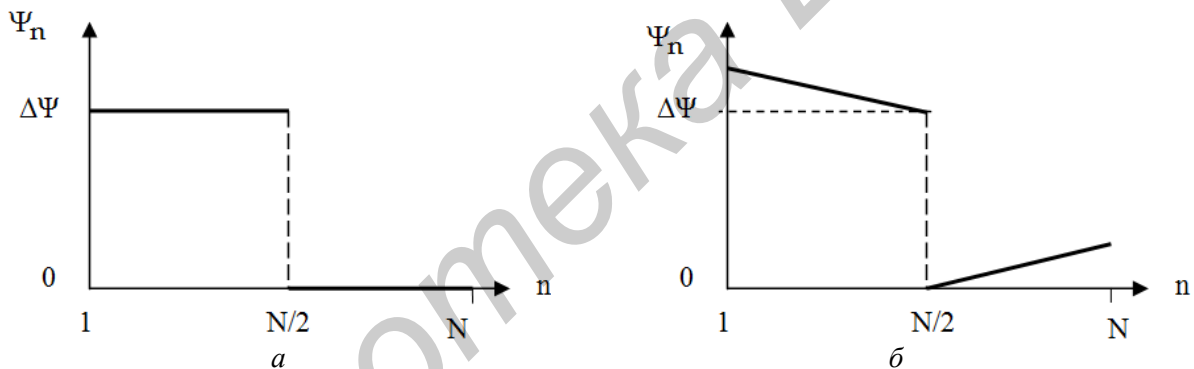


Рис.6. Упрощенные фазовые распределения возбуждения излучателей

Результаты численного моделирования такой решетки приведены ниже. При моделировании использовалось описанное фазовое распределение. В качестве амплитудного распределения использовалось синтезированное для получения косекансной ДН.

На рис.7 приведены ДН для решетки с параметрами  $D = \lambda_v$ ,  $\theta_{\min} = 1^\circ$  при  $A_0 = 0,3$ ;  $N=30$  при различных  $\Delta\Psi = 70^\circ$ . Показано также фазовое распределение, соответствующее этому значению  $\Delta\Psi$ .

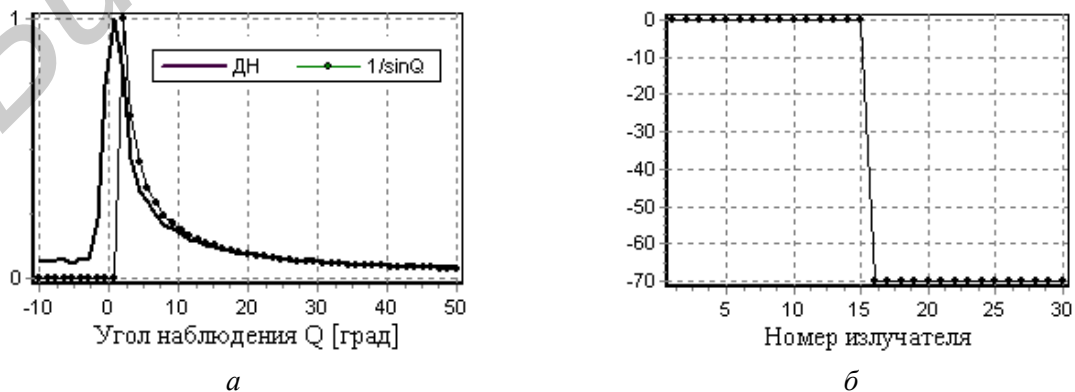


Рис.7. Диаграмма направленности (а) и упрощенное фазовое распределение (б)

Как видно, заданная ДН и синтезированная с упрощенным фазовым распределением близки друг к другу.

На рис.8 показаны ДН и фазовые распределения на частоте  $f_0$  – частоте, на которой выполняется условие  $D = \lambda_v$ , и на частотах  $f = 1,05f_0$  и  $f = 0,95f_0$ . На графиках фазового распределения из разности фаз между соседними излучателями ( $\varphi_0$ ) не вычтено значение  $360^\circ$ . Так, на частоте  $f_0$  эта разность фаз равна  $360^\circ$  (рис. 4 б). На частоте  $f = 1,05f_0$   $\varphi_0 > 360^\circ$  (рис. 4 в), на частоте  $f = 0,95f_0$   $\varphi_0 < 360^\circ$  (рис. 4 а).

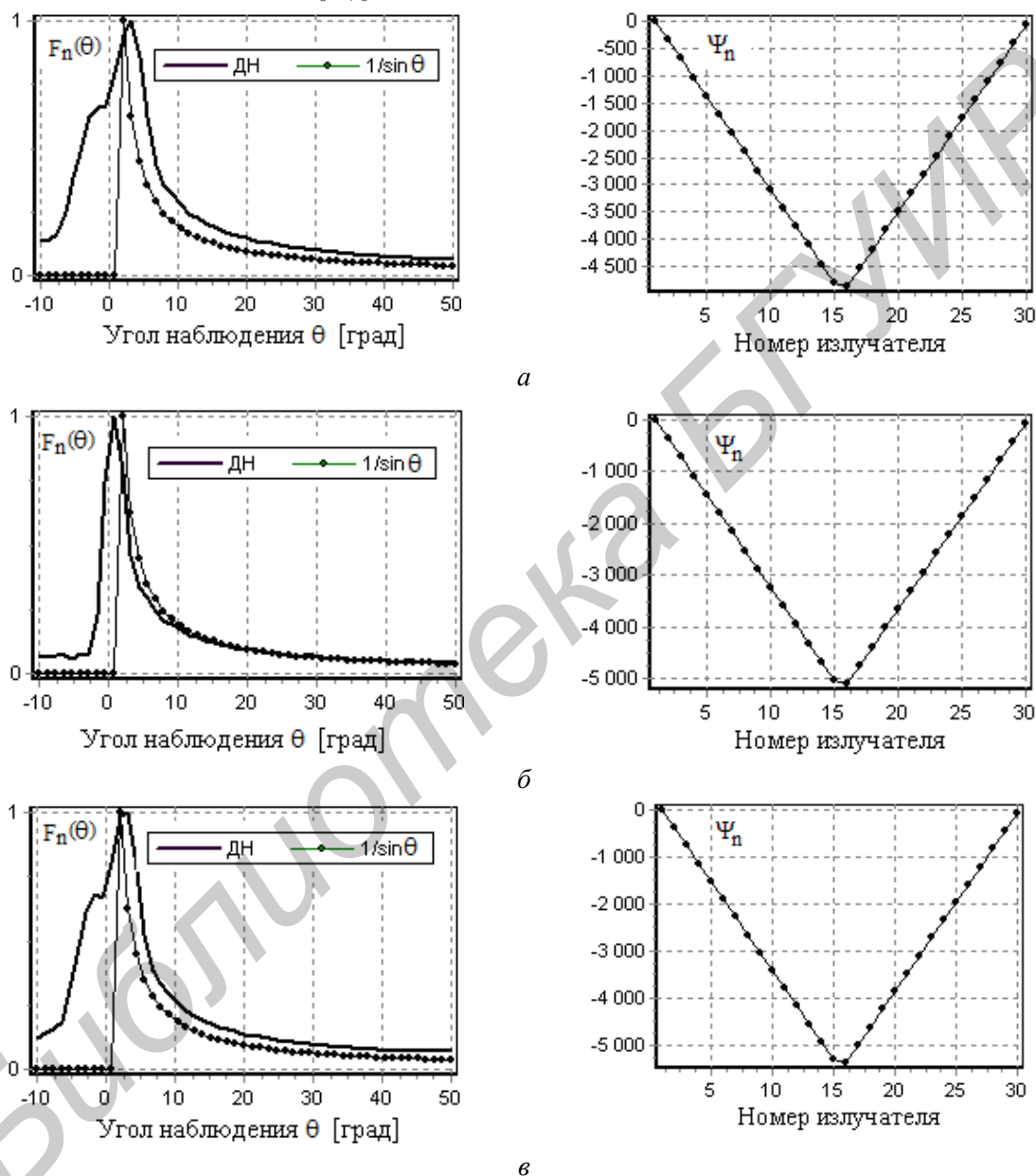


Рис.8. Диаграмма направленности и фазовое распределение возбуждения при:  $f = 0,95f_0$  (а);  $f = f_0$  (б);  $f = 1,05f_0$  (в)

Из приведенных результатов следует, что в области углов наблюдения  $\theta > \theta_{\min}$  диаграмма направленности при использовании упрощенного фазового распределения близка к ко-секансной в диапазоне частот, равно примерно 10%. Этот вывод сделан на основе результатов моделирования решетки с числом излучателей  $N = 30$ . При увеличении  $N$  полоса частот уменьшается.

Полученные выводы проверены путем численного моделирования микрополосковой линейной решетки с последовательным питанием. В качестве материала использован фольгированный диэлектрик с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 3$  и толщиной подложки 1,52 мм. Топология решетки, созданная в программе AWR MWO-2009, показана на рис. 9. В решетке 20 излучателей. Расстояние между соседними излучателями  $D = 185$  мм. На рис. 9 приведена зависимость коэффициента стоячей волны ( $VSWR$ ) от частоты и ДН в диапазоне частот, рассчитанного в программе AWR MWO-2009.

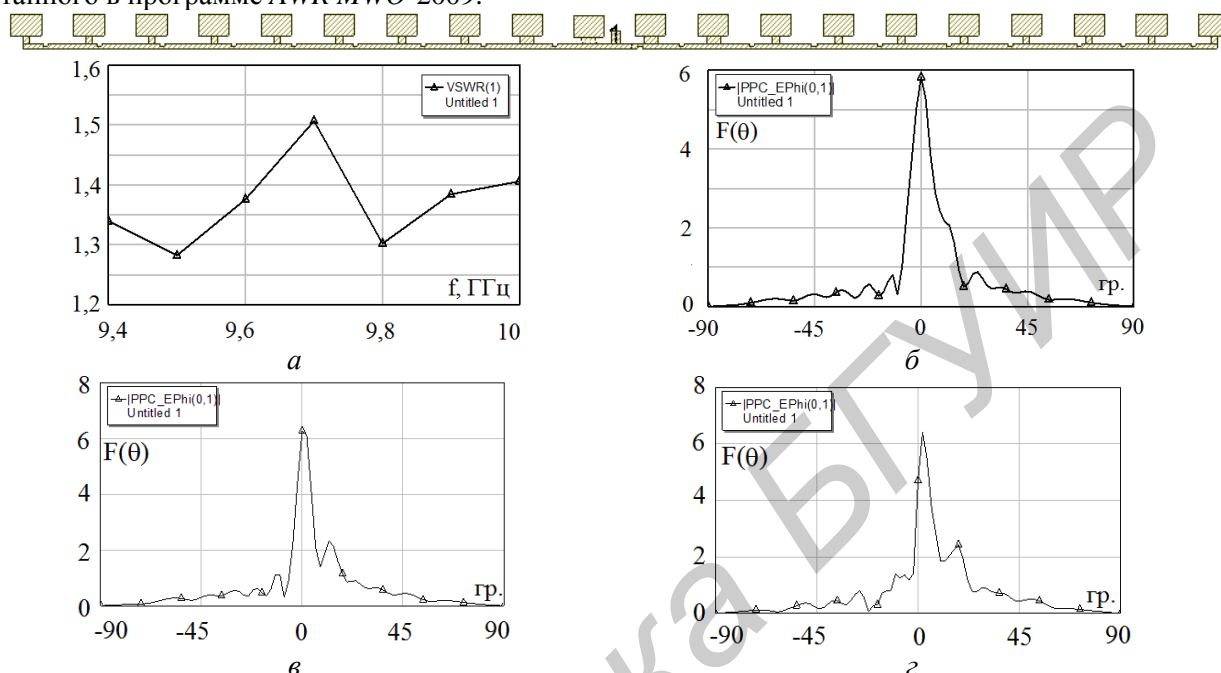


Рис.9. Результаты моделирования решетки в программе AWR MWO-2009:  
 а – коэффициент стоячей волны; б – диаграмма направленности на частоте 9450 МГц;  
 в – диаграмма направленности на частоте 9600 МГц;  
 г – диаграмма направленности на частоте 9750 МГц

### Заключение

Приведенные в статье результаты моделирования линейной решетки с последовательным возбуждением подтвердили возможность реализации приближенного способа формирования диаграммы направленности, близкой к косекансной.

## APPROXIMATE "COSECANT" ANTENNA PATTERN REALIZATION IN THE LINEAR ARRAY ANTENNA WITH SERIES EXCITATION

V.V. KIZIMENKO, O.A. YURTSEV

### Abstract

The way of approximate "Cosecant" radiation pattern realization in the linear array with the series excitation is proposed and studied.

### Список литературы

1. Зелкин Е.Г. Построение излучающей системы по заданной диаграмме направленности. М. 1963.
2. Марков Г.Т. Антенны. М. 1960.

УДК 515.142.33

## РАЗРАБОТКА ИНДЕКСАТОРА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ДОКУМЕНТАМИ

М.В. СТЕРЖАНОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровки, 6, Минск, 220113, Беларусь

Поступила в редакцию 25 мая 2012 года

Описана реализация алгоритма индексирования, основанного на построении инвертированного файла, данных системы управления техническими документами. Для различных видов сортировки результатов поиска формируются отдельные индексные базы. Также описаны формат и назначение индексных файлов, составляющих индексную базу. Описывается архитектура программного модуля построения индексной базы.

*Ключевые слова:* индексатор, индексная база, система управления документами.

### Введение

В последние годы резко повысилась актуальность обработки больших объемов разнородной текстовой информации. Существенно возрос интерес к классификации больших массивов документов и быстрому поиску в них нужной информации (см., например, [1–3]). Индексы представляют собой метод ускорения доступа к необходимым данным, позволяя, например, эффективно выполнять запросы вида «выбрать запись с данным идентификатором» (такие запросы называются точечными, так как им отвечает лишь одна точка в пространстве атрибутов) или «найти все товары, произведенные до 2012 года» (запрос по интервалу, которому соответствует интервал в пространстве атрибутов). Индексы являются избыточными структурами в том смысле, что они всегда могут быть восстановлены по основному информационному содержанию.

Индексатор – это набор алгоритмов, которые управляют индексной базой. В рамках данной статьи описывается индексатор системы управления техническими документами, работающий на основе модели инвертированных файлов [4]. Физически данные системы размещаются в таблицах БД. Индексные файлы размещаются на диске на сервере приложений. Описываемый в данной статье модуль индексации реализован при помощи языка программирования *Java*. Программно информация о документе представлена классом *Document*, содержащем в себе коллекцию полей (экземпляров класса *Field*). Класс *Field* соответствует полю таблицы БД. На вход модуль индексирования принимает список атрибутов, по которым впоследствии будет осуществляться поиск. Для целочисленных атрибутов можно указать нижнюю и верхнюю границы. Если значение атрибута не попадает в данный диапазон, то это значение не будет индексироваться и поиск по данному значению атрибута вернет пустое множество. Также имеется возможность указать различные виды сортировки результатов при поиске. Например, можно задать два вида сортировки найденных документов. Первый – сначала по названию документа, затем по автору. Второй – сортировать только по типу документов. Каждый вид сортировки осуществляется отдельным компаратором (от *comparator* – сравнивающее устройство). Компаратор получает из конфигурационного файла последовательность полей, по которым будет производиться сортировка. Для каждого вида сортировки будут создаваться индексные базы в отдельном подкаталоге.

## Структура индекатора

Данные индексируются блоками. Размер блока индексации задается в конфигурационном файле. Каждый документ обрабатывается четырьмя обработчиками (*FieldWriter*, *DocumentWriter*, *SortWriter*, *TermWriter*). Результат индексирования отдельного документа сохраняется в буфере сегмента индексации. После полного заполнения буфера содержимое сегмента сохраняется в соответствующие индексные файлы на диске. После обработки всех документов созданные файлы сегментов объединяются.

Обработчик *FieldWriter* извлекает из документа подлежащие индексированию поля и формирует файл данных, являющийся каталогом полей. У каждого объекта класса *Field* обработчик получает название поля и сохраняет все уникальные имена полей в массив. После обработки блока данных информация о полях сохраняется в файл *FieldData*. Сначала записывается количество полей, затем записываются их названия. Пример размещения записей в файле *FieldData* приведен на рис. 1.

Количество полей	Название поля 1	Название поля 2	...	...	Название поля N
------------------	-----------------	-----------------	-----	-----	-----------------

Рис.1. Структура файла *FieldData*

Обработчик *DocumentWriter* сохраняет информацию о всех документах в файл данных *DocumentData*, играющий роль каталога проиндексированных документов. Файл *DocumentData* позволяет осуществлять поиск, даже если исходные документы не доступны. В начале каждой записи указывается количество индексируемых полей. Затем для каждого поля указывается его идентификатор (соответствующий позиции в файле *FieldData*), является ли поле разбиваемым на лексемы, значение поля. Покажем структуру файла *DocumentData* на рис. 2.

Количество полей Документа 1	Идентификатор поля 1	Значение поля 1	...	Идентификатор поля N	Значение поля N	...	Количество полей Документа M	Идентификатор поля 1	Значение поля 1	...	Идентификатор поля N	Значение поля N
------------------------------	----------------------	-----------------	-----	----------------------	-----------------	-----	------------------------------	----------------------	-----------------	-----	----------------------	-----------------

Рис. 2. Структура файла *DocumentData*

Обработчик *SortWriter* отвечает за сортировку данных в файле *DocumentData*. При этом порядок размещения записей в файле *DocumentData* не меняется. Создается отдельный файл *DocumentIndex*, записи которого содержат указатели на документы *DocumentData*, расположенные в отсортированном порядке. Модуль индексирования может содержать несколько обработчиков *SortWriter*, которые отличаются только правилом сортировки данных. Интерфейс *FieldSortOrder* хранит массив названий полей, по которым будет осуществляться сортировка. Для каждого поля указывается направление сортировки (по возрастанию, по убыванию). Класс *FieldSortComparator* реализует интерфейс *FieldSortOrder*. Перед выполнением операции сравнения значения полей обрабатываемых документов помещаются в его внутренний массив *String values []* в соответствии с порядком, определенным *FieldSortOrder*. Затем в методе *compareTo* последовательно попарно сравниваются элементы *values[i]* двух документов. Метод



*compareTo* будет использоваться внешним алгоритмом сортировки для сравнения двух документов.

Результатом работы обработчика *SortWriter* является создание файла *DocumentIndex*, содержащего позиции размещения в файле *DocumentData* отсортированных документов. Для каждого компаратора создается отдельный файл *DocumentIndex*.

Диаграмма классов, осуществляющих сравнение и сортировку документов, представлена на рис. 3.

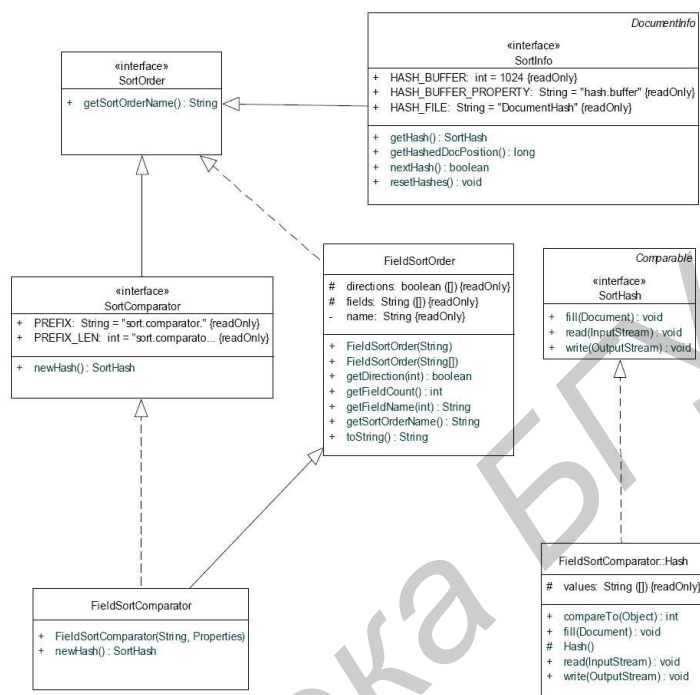


Рис. 3. Диаграмма классов *FieldSortComparator*

Обработчик *TermWriter* отвечает за построение лексикона – множества терминов, используемых в документах. Также учитывается частота вхождения терминов в документе.

Опишем вспомогательные классы *Term* и *TermDoc*. Класс *Term* хранит значение термина и имя поля, в котором данный терм был найден. Класс *TermDoc* содержит в себе два поля:

*doc* – номер обрабатываемого документа;

*freq* – число повторений термина в документе *doc*.

Очевидно, что класс *TermDoc* не содержит связи между документом и входящими в него терминами. Данная связь отражается в коллекции *TreeMap<Term, ArrayList<TermDoc>> terms*, в которой каждому термину ставится в соответствие множество номеров документов с указанием количества повторений данного термина в документе. Списки *ArrayList<TermDoc>* принято называть инвертированными списками или пост-листами [5].

Рассмотрим действия *TermWriter* при обработке документа:

1. Для всех индексируемых полей документа выполняется шаг 2.

2. Если поле помечено как «разбиваемое на лексемы», то обработчик извлекает из поля все лексемы и создает для каждой их них экземпляр класса *Term*, конструктору которого передаются в качестве параметров название поля и лексема. Если поле не помечено как «разбиваемое на лексемы», то сразу создается экземпляр класса *Term*, конструктору которого передаются в качестве параметров название и значение этого поля. После создания термин добавляется в коллекцию *terms* при помощи метода *addTerm*.

3. В методе *addTerm* сначала проверяется была ли найдена текущая лексема в уже обработанных документах. Если лексема встречается впервые, то в коллекцию *terms* добавляется текущий термин и новый *ArrayList<TermDoc>*, содержащий информацию о единичном вхождении термина в текущем документе. Если лексема встречалась ранее, то для текущего документа увеличивается счетчик количества повторений термина.

Блок-схема метода *addTerm* представлена на рис. 4.

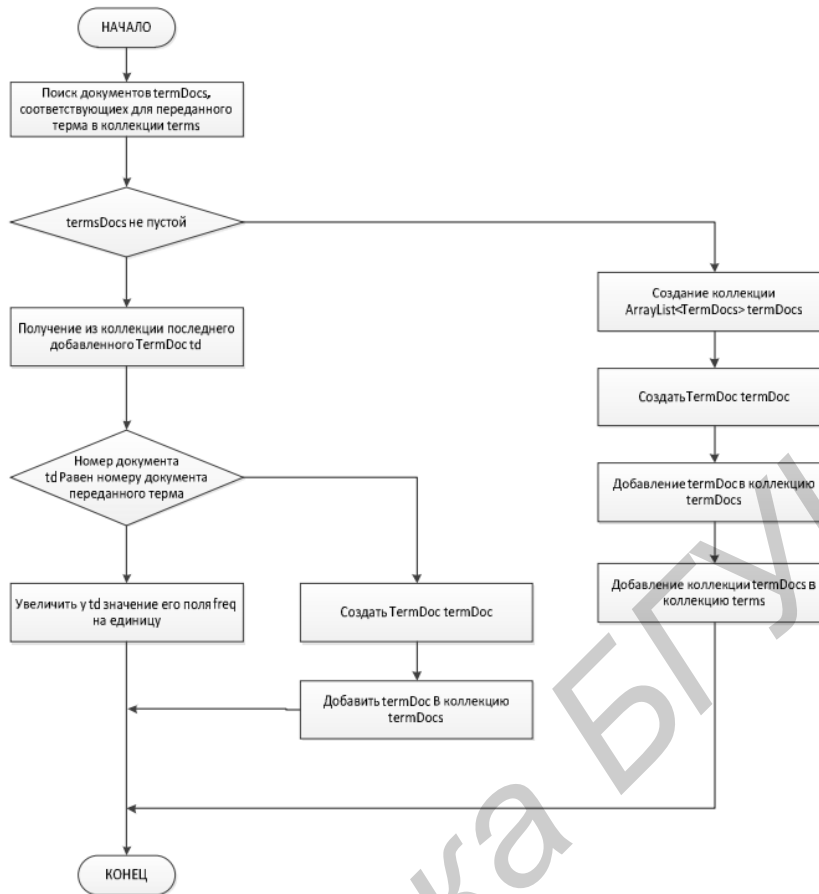


Рис. 4. Блок-схема метода *addTerm*

Рассмотрим процесс сохранения информации о терминах в индексную базу. Первой записью в файле *TermIndex* является количество сохраненных терминов. Затем последовательно следуют записи, хранящие описание терминов. Каждая запись содержит идентификатор поля (полученный при помощи *FieldWriter*), значение термина *t*, количество документов, содержащих в себе термин *t* (получается вычислением размера коллекции *ArrayList<TermDoc> TDocs*, соответствующей термину *t*), текущее смещение в файле *TermDocuments*. Файл *TermDocument* является вспомогательным файлом, хранящим указатели на записи из файла *DocumentIndex*, соответствующие документам, содержащим в себе термин *t*. При добавлении записи в файл *TermIndex* в качестве *TDOffset* записывается значение текущего смещения в файле *TermDocuments*. После сохранения термина *t* в файл *TermIndex* в файл *TermDocuments* сохраняются позиции размещения записей файла *DocumentIndex*, соответствующих документам, представленным в коллекции *TDocs*. В файл *DocumentFreqs* сохраняются значения частоты появления термина *t* в этих документах.

Покажем пример размещения информации о документах в индексной базе на рис. 5.

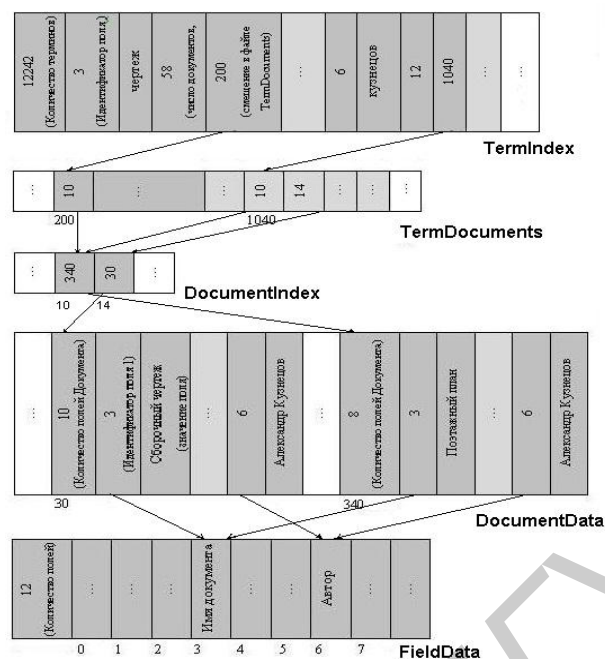


Рис. 5. Структура индексной базы

### Заключение

Практическая значимость работы заключается в том, что описанный индексатор может найти применение не только в СУД, но и в различных справочно-информационных системах.

Особенностью предложенного решения является создание отдельных индексных баз с применением многоуровневого индекса для различных критериев сортировки результатов поиска, что ведет к сокращению времени поиска. Направлением дальнейших исследований является создание эффективных алгоритмов поиска документов на основе информации, накопленной в индексной базе.

Данная работа выполнялась при поддержке гранта Ф11-М210 Белорусского республиканского фонда фундаментальных исследований.

M.V. STERJANOV

## INDEXER FOR DOCUMENT MANAGEMENT SYSTEM

### Abstract

Indexation algorithm based on inverted file principle is presented. Algorithm creates separate index databases for each sorting type. Format and meaning of every constituent of index database is detailed. Also, program architecture of developed module is described.

### Список литературы

1. Witten I.H., Moffat A., Bell T.C. Compressing and Indexing Documents and Images. San Diego, CA, 1999.
2. Веретенников А.Б. Программный комплекс и эффективные методы организации и индексации больших массивов текстов: дисс. канд. физ.-мат наук. Екатеринбург, 2009
3. Weber I. Efficient index structures for and applications of the CompleteSearch engine. Saarland University. 2007.
4. Zobel J., Moffat A., Ramamohanarao K. // ACM Trans. on Database Systems. 1998, Vol. 23, Issue 4. P. 453–490.
5. Faloutsos C., Douglas W. A survey of information retrieval and filtering methods. 1995.

УДК 537.531

## ЭКРАНИРУЮЩИЕ И МАСКИРУЮЩИЕ СВОЙСТВА МЕТАМАТЕРИАЛЬНЫХ ЭКРАНОВ

АЛИ СААД ФАРХАТ

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

Поступила в редакцию 29 августа 2012

Одним из существенных каналов утечки информации может быть радиоизлучение, а также радиозаметность источника информации. Защита канала от утечки информации может быть обеспечена экранированием источника информации; или путем обеспечения скрытности объекта утечки информации для систем пеленгации и радиолокации. Эти направления могут быть реализованы с помощью создания устройств на основе импедансных либо диссипативных экранов. Рассмотрены импедансные электромагнитные экраны, предназначенные для экранирования объектов, являющихся источниками излучений, а также улучшающие скрытность местоположения таких объектов. Исследованы свойства плоских, параболических, цилиндрических и конических экранов замкнутого и открытого типов.

*Ключевые слова:* защита информации, экранирование, радиолокационная заметность, открытый резонатор, краевые волны

### Введение

Электрические и магнитные свойства любой среды, в которой распространяется электромагнитное излучение, могут быть описаны с помощью комплексных параметров магнитной и диэлектрической проницаемости  $\mu$  и  $\epsilon$ . В общем случае для анизотропных сред эти величины являются тензорными комплексными величинами. Для однородного пространства по отношению к плоской волне достаточно введение понятия волнового или характеристического сопротивления  $Z$ , равного отношению амплитуд напряженностей электрической и магнитной составляющих поля:

$$Z = \frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu\mu_0}{\epsilon\epsilon_0}}. \quad (1)$$

Для свободного пространства  $Z_0 = 120 \cdot \pi$  Ом. При нормальном падении волны на бесконечную плоскость, разделяющую две различные однородные бесконечно протяженные среды энергия отраженной волны тем больше, чем больше разность волновых сопротивлений сред [1].

$$\dot{\Gamma} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}, \quad (2)$$

где  $Z_1$  и  $Z_2$  – характеристическое сопротивление первой и второй сред соответственно.

Отражающие свойства объектов характеризуются эффективной площадью рассеяния (ЭПР)  $\sigma$ , которая в случае, когда объект защиты излучает и принимает электромагнитные волны одной и той же поляризации, удовлетворяет равенству:

$$\sigma\Pi_1 = 4\pi R^2\Pi_2, \quad (3)$$

где  $\Pi_1$  – плоскость потока мощности прямой волны данной поляризации в точке расположения объекта;  $\Pi_2$  – плотность потока мощности отраженной от объекта волны данной поляризации;  $R$  – расстояние от приемника информации до объекта защиты [1]. Учитывая вышеизложенное, можно предположить, что экранированность защищаемого объекта может быть демаскирующим фактором по двум основным признакам. Во-первых, экранированный объект находится в режиме полного радиомолчания, а это может быть легко обнаружено (например, по отсутствию у него электромагнитного излучения радиосистем бытового и профессионального назначений), во-вторых, он может иметь высокую радиолокационную заметность особенно в случае наличия в своем составе антенн. Поэтому уменьшение ЭПР антенных систем может быть дополнительным средством для обеспечения информационной безопасности.

Для комплексного решения задач экранирования и уменьшения радиолокационной заметности в настоящее время активно ведутся разработки, основанные на использовании в качестве защитных оболочек и экранов искусственных сред – метаматериалов, последние представляют собой периодическую двумерную либо трехмерную структуру, как правило, малой толщины, образованную идентичными элементами произвольной формы, состоящими из естественных материалов. Показано, что в отличие от естественных материалов, параметры метаматериалов, определяемые формулами (1, 2) могут принимать любые, в том числе и отрицательные значения [2–4]. Показано также, что их применение может привести к созданию новых типов антенных систем, а также устройств пассивной защиты источников информации путем экранирования объектов и уменьшения их поверхности рассеяния (3). При этом использование взаимодополняющих экранов понижает собственную частоту системы в целом.

#### Объект и основные положения метода исследования

Объект исследования выбирался из соображений оценки достижимых экранирующих и пропускающих свойств экранирующих оболочек, изготовленных из дисперсионных метаматериальных экранов, проволочного и щелевого типов. С целью определения их эффективности необходимо определить как коэффициенты прохождения и отражения плоских экранов, так и диаграммы направленности (ДН) и ЭПР и, образованных ими оболочек. В качестве последних были выбраны оболочки в виде параболоида, цилиндра и конуса.

Такой выбор, в основном, обусловлен технологическими причинами, а также тем, что такие экраны обладают наибольшим отношением объема, занимаемого полем к объему скин-слоя единичной ячейки и, следовательно, имеют низкие диссипативные потери [5]. Предположим, что комплексный коэффициент прохождения четырехполосника вблизи резонанса можно представить в виде:

$$T_f = \frac{T_0 \exp\left(-i \frac{\pi}{4} \frac{\Delta f}{\Delta f_{0,5}}\right)}{\sqrt{1 + \left(\frac{\Delta f}{\Delta f_{0,5}}\right)^2}}, \quad (4)$$

где  $T_0$  – коэффициент прохождения экрана на резонансной частоте;  $\Delta f_{0,5}$  – нормированная полоса пропускания экрана по уровню мощности 0,5;  $\Delta f$  – расстройка частоты, при этом коэффициент отражения связан с коэффициентом прохождения следующим выражением  $\dot{r} = 1 + \dot{t}$ .

Поскольку известно, что энергия поля рассеяния и поля излучения достаточно большой антенны могут быть описаны путем задания амплитудно-фазового распределения в ее раскрытие, то в случае взаимодействия объекта защиты с излучением мощность рассеянная и поглощенная им будут следующими [6].

$$\bar{P}_a = \frac{\int_{-a}^a E_a(x)E_i^*(x)dx \int_{-a}^a E_a^*(x)E_i(x)dx}{2Z_0 \int_{-a}^a E_a(x)E_a^*(x)dx}, \quad (5)$$

где в знаменателе – мощность, падающая на антенну в геометрическом приближении; поле в раскрыве:

$$E_a(x) = A(x)e^{i\psi(x)}; \quad (6)$$

поле падающей волны:

$$E_i = B(x)e^{i\psi(x)}. \quad (7)$$

Тогда поглощенная и рассеянная мощности определяются следующим образом

$$\frac{\bar{P}_a}{\bar{P}_i} = \frac{\int_{-a}^a E_a(x)E_i^*(x)dx \int_{-a}^a E_a^*(x)E_i(x)dx}{\int_{-a}^a E_a(x)E_a^*(x)dx \int_{-a}^a E_i(x)E_i^*(x)dx}, \quad (8)$$

$$P_{np} + P_{pac} = \frac{1}{2Z_0} \int_{-a}^a E_i(x)E_i^*(x)dx = 1, \quad (9)$$

$$\vec{E}_i = (e^{ikr \cos(\theta-\alpha)} + \Gamma_0 e^{ikr \cos(\theta+\alpha)}) \vec{e}_x, \quad (10)$$

$$\Gamma_0 = 1 - \frac{Z_m}{\sqrt{Z_0^2 + Z_m^2}} \exp\left(ik \sqrt{1 + \left(\frac{Z_m}{Z_0}\right)^2} |x|\right). \quad (11)$$

Эти выражения являются энергетическими, однако в случае необходимости пространственного распределения защищенности можно воспользоваться предположением, что пространственное распределение рассеянного и поглощенного объектом защиты поля близко к классическим пространственным распределениям для идеально проводящих либо идеально поглощающих объектов такой же формы. Поскольку последние аналитически определены, их можно попытаться обобщить на случай защитных экранов, учитывая импедансные свойства их поверхности. Можно также предположить, что взаимодействие системы экранов с некоторыми допущениями может быть оценено матричным волновым методом.

Для определения допустимости приведенных выше положений проводились расчеты и измерения распределений полей в волновой зоне, а также расчеты и измерения характеристик излучения и рассеяния в дальней зоне. Расчеты проводились методом частичных областей и интегрального уравнения. Метод частичных областей применялся для расчета параметров плоских регулярных строго периодических экранов в предположении отсутствия у них краев и кривизны поверхности. Метод интегрального уравнения применялся для расчета характеристик экранов, искривленных экранов и экранов ограниченных размеров.

Эксперименты проводились на экранах, изготовленных из фольгированного материала методом фотолитографии на тонкой подложке, которая позволяет считать ее влияние пренебрежительно малым. Экспериментальные измерения в волновой зоне осуществлялись методом пробного тела, а в дальней зоне путем измерения коэффициента усиления, прохождения и рассеяния с помощью вспомогательных антенн.

### Результаты и их обсуждение

Исследования щелевых и проволочных экранов, образованных кольцевыми и рамочными элементами, показали, что их характеристики рассеяния в основном удовлетворяют

принципу взаимности и вблизи резонанса удовлетворительно описываются выражением (1). На рис. 1 и 2 приведена геометрия и характеристики регулярных экранов из кольцевых металлических элементов и взаимодополняющих их щелевых элементов на металлической пластине. Видно, что частотная зависимость рассеяния имеет вид резонансной кривой, в том числе и для двухслойных структур. Характеристики многослойных экранов можно рассматривать в матричном волновом приближении в случае достаточно больших расстояний между слоями.

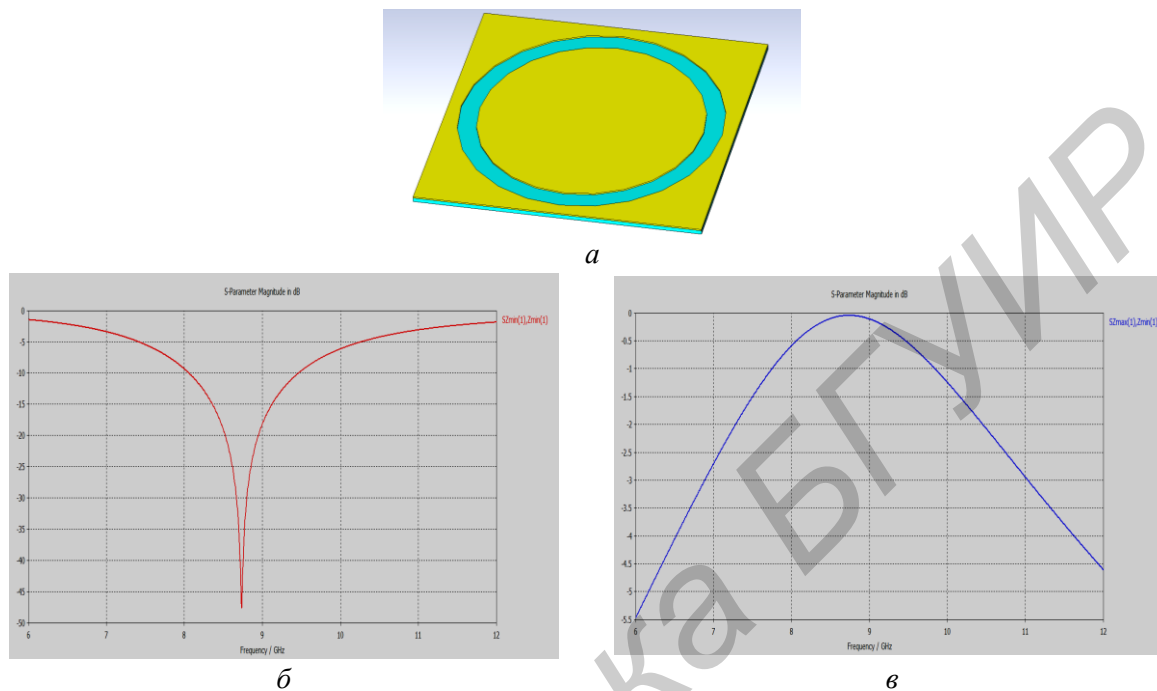


Рис.1. Геометрия (а) и частотные характеристики однослойного регулярного экрана, образованного кольцевыми щелями:  
 $\delta$  – коэффициента отражения;  $\nu$  – коэффициента прохождения

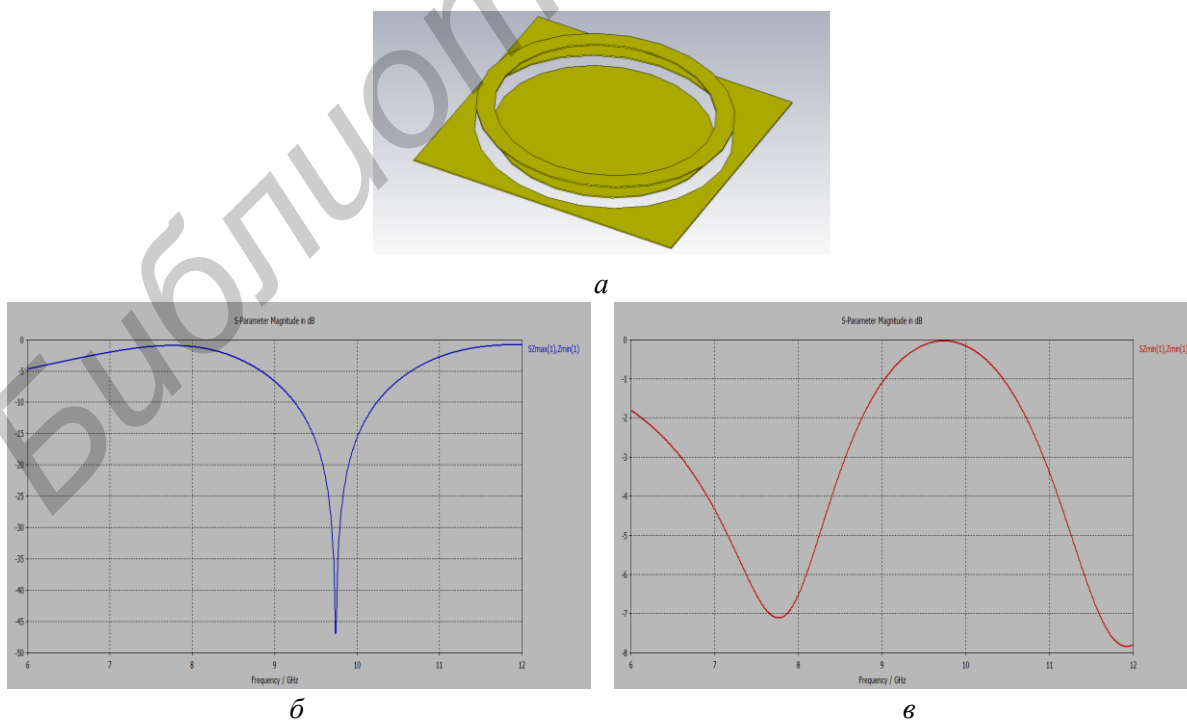


Рис.2. Геометрия (а) и характеристики двухслойного регулярного экрана из кольцевых металлических элементов:  
 $\delta$  – коэффициента отражения;  $\nu$  – коэффициента прохождения

Как видно из рис. 2 при расстояниях меньших размера одиночного элемента это недопустимо. Геометрия цилиндрических и параболических экранов приведена на рис. 3. На рис. 4 приведены частотные зависимости коэффициента передачи цилиндрического экрана в зависимости от кривизны поверхности. Поскольку экран должен быть периодическим, размер цилиндра выбирался таким образом, чтобы на его периметре укладывалось целое число периодов структуры. В данном случае это 4, 6, 8, 10 элементов. Размер элемента составлял около 0,25 длины волны основного резонанса плоского экрана.

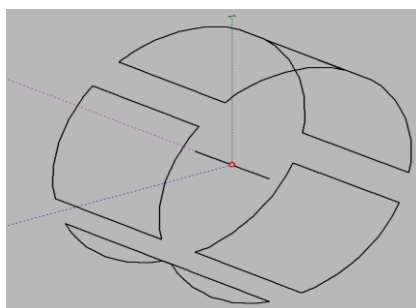


Рис.3. Геометрия цилиндрического экрана

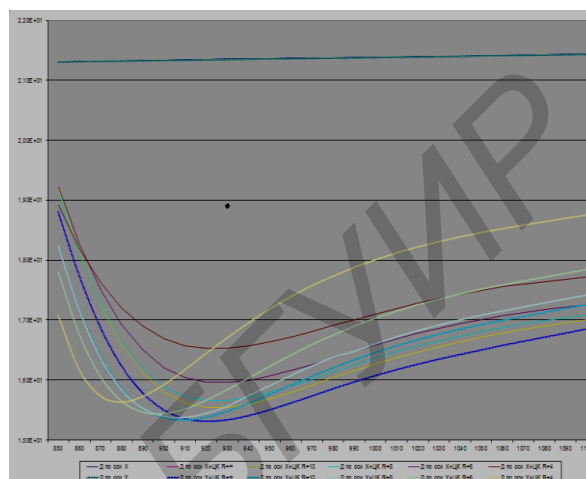


Рис.4. Частотные зависимости коэффициента отражения цилиндрических экранов

Видно, что при уменьшении радиуса кривизны основной резонанс сдвигается в сторону низких частот, однако существенные изменения не наблюдаются вплоть до радиуса кривизны порядка размера одного элемента.

Исследовались характеристики рассеяния параболической антенны с геометрией, приведенной на рис. 5.

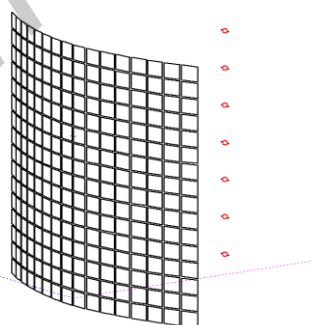


Рис.5. Геометрия параболического экрана

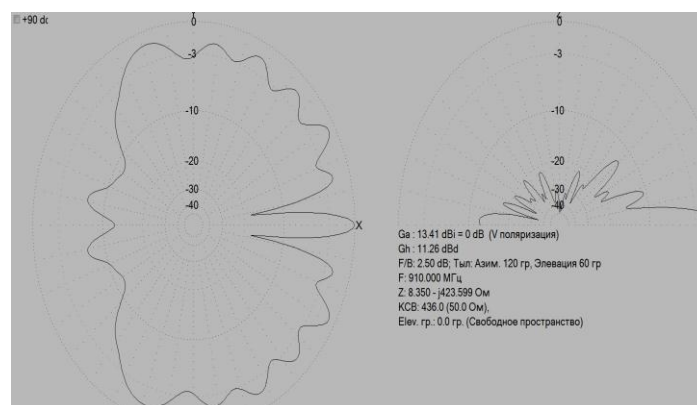


Рис.6. Диаграмма рассеяния параболического цилиндра на частоте основного резонанса



Антенна выполнена в виде параболического цилиндра с линейной решеткой облучателей. Решетка облучателя эквидистанта выполнена из коротких диполей. Исследовались два случая размещения диполей, коллинеарно и перпендикулярно образующей параболы. Как следует из рис. 4; основной резонанс экрана находился на частоте 910 МГц. Результаты расчетов поля рассеяния приведены на рис. 6 и 7.

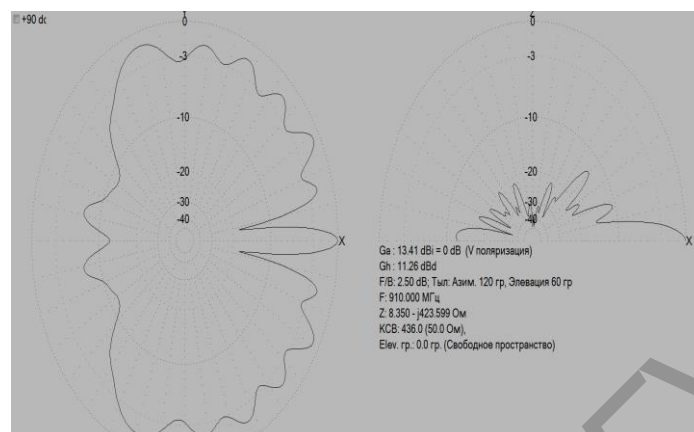


Рис.7. Диаграмма рассеяния параболического цилиндра на частоте ниже основного резонанса на 4,5%

Основные отличия поля рассеяния метаматериального экрана по сравнению с сетчатым, имеющим такой же коэффициент отражения и прохождения, заключается во влиянии краев. Видно, что для случая коллинеарного размещения диполей облучателя экранирующие свойства параболического отражателя существенно ухудшаются из-за высокого уровня облучения краев экрана. Этот эффект наиболее сильно выражен для случая проволочных экранов вблизи частоты основного резонанса. В связи с этим рабочую частоту такого экрана целесообразно выбрать несколько ниже частоты основного резонанса. В экранах, образованных щелевыми элементами, краевой эффект выражен намного слабее. Расчеты и измерения, проведенные с экранами конической формы, в целом подтверждают влияния краев и кривизны, полученные на плоских и цилиндрических экранах.

### Заключение

Методами частичных областей и интегрального уравнения рассчитаны характеристики однослойных и многослойных метаматериальных экранов, образованных замкнутыми проволоками, а так же дополнительных к ним щелевых экранов, проделанных в сплошных металлических поверхностях. Одиночные элементы, образующие поверхность экранов, имели квадратную и кольцевую формы. В связи с технологическими соображениями теоретически и экспериментально исследованы экраны цилиндрической, цилиндро-параболической и конической форм. Методом интегрального уравнения рассчитаны диаграммы направленности и характеристики рассеяния криволинейных и ограниченных экранов цилиндрической и параболической форм. Результаты исследований могут быть использованы при решении задач обеспечения экранирования и уменьшения заметности в системах пассивной защиты информации по электромагнитным каналам.

## SHIELDING AND MASKING PROPERTIES OF THE METAMATERIAL AS SCREENS

ALI SAAD FARHAT

### Abstract

One of the significant channels of information leakage can be radio emission of information source. Channel protection against leakage of information can be provided by shielding the source of information, or by ensuring the secrecy of the object information leakage for direction finding and radar systems. These directions can be realized through the creation of devices based on impedance or dissipative screens. We consider the electromagnetic impedance screens for screening facilities are sources of emissions and improving stealth location of such facilities. The properties of flat, parabolic, cylindrical and conical screens closed and open type.

### Список литературы

1. *Альлябад Х.М., Пулко Т.А., Насонова Н.В. и др.* Пассивные технические средства обеспечения информационной безопасности от утечки по электромагнитному, оптическому и акустическому каналам. Минск, 2010.
2. *Engheta N., Ziolkovski R.W.* Metamaterials: Physics and Engineering Exploration. IEEE Press. 2006.
3. *Слюсар В.* // Электроника: НТБ. 2009, №7.
4. *Аплеталин В.Н., Казанцев Ю.Н., Мельцев В.П. и др.* // Радиотехника и электроника. 2006, Т.51, №2. С.174–184.
5. *Кисунько Г.В.* Электродинамика полых систем. Ленинград, 1949.
6. *Захарьев Л.Н., Леманский А.А.* Рассеяние волн "черными" телами. М., 1972.

УДК 004.8.032.26

## АДАПТАЦИЯ ТОПОЛОГИЙ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ CUDA-ТЕХНОЛОГИИ

О.С. ХИЛЬКО, С.П. КУНДАС, В.И. КОВАЛЕНКО

Международный государственный экологический университет им. А.Д. Сахарова  
ул. Долгобродская, 23, Минск, 220009, Беларусь

Поступила в редакцию 11 сентября 2012

В работе рассматривается применение CUDA-технологии в программной реализации прямого и обратного проходов искусственной нейронной сети (ИНС) на основе алгоритма обратного распространения ошибки. Показана правомерность добавления в слой ИНС «мнимых» нейронов, позволяющих адаптировать топологию нейронной сети для использования CUDA-технологии. При этом доказано, что введение «мнимых» нейронов не влияет на ход вычислений при выполнении алгоритма обратного распространения ошибки.

*Ключевые слова:* параллельные вычисления, искусственные нейронные сети, CUDA-технология, «мнимый» нейрон, вычисления на GPU.

### Введение

В настоящее время *CUDA*-технология (*Compute Unified Device Architecture*), используемая для выполнения расчетов на графических процессорах (*GPU*) фирмы *Nvidia*, применяется в искусственных нейронных сетях (ИНС) для решения широкого спектра задач из разных предметных областей [1], в частности, при реализации алгоритма обратного распространения ошибки. К примеру, в разработанном нами программном комплексе *SPS* (*Simulation Processes in Soil*) многослойный персептрон на основе алгоритма обратного распространения применен для прогнозирования миграции загрязняющих веществ в почве и на ее поверхности [2]. *CUDA*-технология использована в нем для ускорения обучения ИНС и ее функционирования в режиме расчета (прямого прохода).

В вычислительной архитектуре *CUDA* имеется шесть видов памяти: регистровая, локальная, глобальная, разделяемая, константная, текстурная. Каждый из этих типов памяти имеет определенное назначение, которое обуславливается техническими параметрами памяти (скорость работы, уровень доступа на чтение и запись) [3]. При решении прикладных задач тип (или сочетание типов) памяти выбирается в каждом конкретном случае и зависит от множества факторов: размерности обрабатываемых данных, их внутренней структуры и типа, необходимости проведения промежуточных вычислений и др.

Для повышения производительности и минимизации обращений к глобальной памяти при работе с массивами данных большой размерности, а также для хранения локальных переменных внутренних методов используется «быстрая» разделяемая память. Адресация разделяемой памяти между нитями потока одинакова в пределах одного блока, что может быть использовано для обмена данными между потоками в пределах одного блока.

Следует подчеркнуть важность выбора оптимального размера блоков разделяемой памяти, что связано с аппаратными ограничениями видеокарты (в видеокартах *Nvidia GeForce* серий 8х/9х максимальный размер разделяемой памяти для блока составляет 16384 байта, количество потоков в блоке не может превышать 512). Соответственно, при работе с матрицами и векторами из элементов с плавающей точкой одинарной точности (*float*) целесообразно использовать двумерные квадратные блоки не выше размерности 16×16 [1].

Искусственные нейронные сети требуют проведения однотипных операций над большими объемами данных. Поэтому использование *CUDA*-технологии для реализации вычислительных алгоритмов ИНС способно значительно ускорить их выполнение.

Однако применение *CUDA*-технологии требует приведения количества нейронов в слоях к размерностям  $2n$ , где  $s$  с учетом применения двумерных квадратных блоков  $n = \{1, \dots, 5\}$  [1,4]. Таким образом, для каждого слоя ИНС матрица весовых коэффициентов нейронов, векторы входных, выходных параметров и порогов должны быть выровнены.

Авторами статьи предложено при проведении вычислений ввести в слои ИНС «мнимые» нейроны, которые позволяют адаптировать топологию искусственной нейронной сети для использования *CUDA*-технологии. Добавление «мнимых» нейронов предполагает заполнение нулями недостающих параметров и установление желаемых значений для «мнимых» нейронов последнего выходного слоя равными значению функции активации от нуля  $F_{act}(0)$ .

Применение такого решения требует проведения точного математического анализа, так как в ИНС используются нелинейные функции активации. Также необходимо доказать, что добавление «мнимых» нейронов не влияет на результаты расчетов в ходе проведения вычислений алгоритма обратного распространения ошибки.

### Алгоритм обратного распространения ошибки

Алгоритм обратного распространения ошибки [5,6] является эффективным средством обучения нейронных сетей. В частности, для прогнозирования миграции загрязняющих веществ в почве и на ее поверхности указанный алгоритм представляет собой следующую последовательность шагов [5–7]:

*Шаг 1.* Задаются скорость обучения  $r$  ( $0 < r < 1$ ) момент  $\eta$  ( $0 < \eta < 1$ ), желаемая ошибка нейронной сети  $E_m$  и максимальное количество итераций обучения  $t_{max}$ .

*Шаг 2.* Случайным образом инициализируются весовые коэффициенты и пороговые значения нейронной сети в интервале  $[-0.05; 0) \cup (0; 0.05]$ .

*Шаг 3.* Последовательно подаются образы из обучающей выборки на вход нейронной сети. При этом для каждого входного образа выполняются следующие действия.

1. Производится расчет прямого распространения входного образа по нейронной сети, для чего вычисляется выходная активность всех нейронных элементов сети:

$$y_j = F_{act} \left( \sum_i w_{ij} y_i - T_j \right) = F_{act} \left( \sum_i w_{ji}^T y_i - T_j \right) = F_{act} (S_j), \quad (1)$$

где индекс  $j$  характеризует нейроны следующего слоя по отношению к слою  $i$ .

Для сигмоидальной функции активации выходная активность вычисляется по формуле (2), для гиперболического тангенса и биполярной сигмоидальной функции – по формулам (3) и (4) соответственно:

$$F_{act}(S_j) = \frac{1}{1 + e^{-\alpha S_j}}, \quad (2)$$

$$F_{act}(S_j) = \beta \frac{e^{\alpha S_j} - e^{-\alpha S_j}}{e^{\alpha S_j} + e^{-\alpha S_j}}, \quad (3)$$

$$F_{act}(S_j) = \frac{2}{1 + e^{-\alpha S_j}} - 1. \quad (4)$$

2. Производится расчет обратного распространения сигнала, в результате которого вычисляется ошибка сети и определяется локальный градиент  $\delta_j$  нейронных элементов всех слоев.

Вычисляется суммарная среднеквадратичная ошибка нейронной сети (5), либо средняя относительная ошибка (6):

$$E = \frac{1}{2} \sum_s \sum_j (d_j^s - y_j^s)^2, \quad (5)$$

$$\sigma = \frac{1}{SN_{out}} \sum_s \sum_j \left( \frac{|d_j^s - y_j^s|}{|d_j^s|} \right) \cdot 100\%, \quad (6)$$

где  $S$  – размерность обучающей выборки,  $N_{out}$  – количество нейронов в выходном слое,  $j = \{1, \dots, N_{out}\}$ ,  $s = \{1, \dots, S\}$ ,  $d_j$  – желаемое значение выходного сигнала  $j$ -го нейрона последнего слоя.

Если  $E > E_m$  или  $\sigma > E_m$ , то алгоритм выполняется далее. В противном случае алгоритм обратного распространения ошибки заканчивается.

Локальный градиент для выходного и скрытого слоев рассчитывается по формулам (7) и (8) соответственно:

$$\delta_j = (y_j - d_j) F'_{act}(S_j), \quad (7)$$

$$\delta_j = F'_{act}(S_j) \sum_k w_{jk} \delta_k, \quad (8)$$

В последнем выражении индекс  $k$  характеризует нейронные элементы следующего слоя по отношению к слою  $j$ .

Так как  $y_j = F_{act}(S_j)$  то для различных функций активации справедливы следующие соотношения. Для сигмоидальной функции формулы (7) и (8) можно переписать в виде:

$$\delta_j = (y_j - d_j) F'_{act}(S_j) = \alpha (y_j - d_j) y_j (1 - y_j),$$

$$\delta_j = F'_{act}(S_j) \sum_k w_{jk} \delta_k = \alpha y_j (1 - y_j) \sum_k w_{jk} \delta_k;$$

для гиперболического тангенса как:

$$\delta_j = (y_j - d_j) F'_{act}(S_j) = \frac{\alpha}{\beta} (y_j - d_j) (\beta + y_j) (\beta - y_j),$$

$$\delta_j = F'_{act}(S_j) \sum_k w_{jk} \delta_k = \frac{\alpha}{\beta} (\beta + y_j) (\beta - y_j) \sum_k w_{jk} \delta_k;$$

для биполярной сигмоидальной функции активации в виде:

$$\delta_j = (y_j - d_j) F'_{act}(S_j) = \frac{\alpha}{2} (y_j - d_j) (1 + y_j) (1 - y_j),$$

$$\delta_j = F'_{act}(S_j) \sum_k w_{jk} \delta_k = \frac{\alpha}{2} (1 + y_j) (1 - y_j) \sum_k w_{jk} \delta_k.$$

3. Для каждого слоя нейронной сети находятся корректирующие значения весовых коэффициентов  $\Delta w_{ij}(t)$  и порогов  $\Delta T_j(t)$  на итерации  $t$  с учетом их значений на предыдущей итерации  $t-1$ :

$$\Delta w_{ij}(t) = r(\eta \Delta w_{ij}(t-1) + (1 - \eta) \delta_j y_i), \quad (9)$$

$$\Delta T_j(t) = r(\eta \Delta T_j(t-1) + (1 - \eta) \delta_j), \quad (10)$$

после чего происходит изменение весовых коэффициентов и порогов нейронных элементов:

$$w_{ij}(t) = w_{ij}(t-1) - \Delta w_{ij}(t), \quad (11)$$

$$T_j(t) = T_j(t-1) + \Delta T_j(t). \quad (12)$$

*Шаг 4.* Если алгоритм выполнен на всей обучающей выборке заданное количество итераций  $t_{\max}$ , его выполнение останавливается. В противном случае происходит возврат к шагу 3.

Таким образом, алгоритм обратного распространения ошибки функционирует до тех пор, пока ошибка сети не станет меньше заданной, т.е.  $E > E_m$  или  $\sigma > E_m$ , либо обучение не будет выполнено на всей выборке  $t_{\max}$  раз.

### Добавление «мнимых» нейронов при выравнивании размерностей слоев ИНС

Для выравнивания размерности слоев ИНС нами предложено добавление «мнимых» нейронов, у которых нулю равны:

- весовые коэффициенты  $w_{ij} = 0 \forall i$  и их корректирующие значения  $\Delta w_{ij} = 0 \forall i$ ,
- порог  $T_j = 0$  и его корректирующее значение  $\Delta T_j = 0$ ,
- весовые коэффициенты нейронов  $w_{jk} = 0 \forall k$  последующего слоя, связанных с рассматриваемым «мнимым» нейроном, и соответствующие корректирующие значения  $\Delta w_{jk} = 0 \forall k$ .

Покажем, что при соблюдении определенных условий на любой итерации указанные величины для «мнимого» нейрона не изменяются в ходе выполнения алгоритма для всей обучающей выборки, а также докажем, что наличие «мнимого» нейрона в любом слое (входном, скрытом или выходном) не влияет на выполнение алгоритма.

*Вычисление выходной активности.*

Рассмотрим нейроны двух смежных слоев ИНС (см. рис. 1).

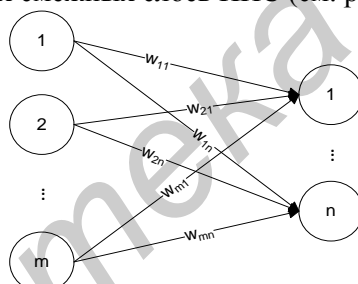


Рис. 1. Два смежных слоя нейронной сети

Для последующего слоя выход любого нейрона  $y_j = F_{act}(S_j)$  согласно формуле (1) будет рассчитываться как

$$S_j = \sum_{i=1}^m w_{ij} y_i - T_j = w_{1j} x_1 + w_{2j} x_2 + \dots + w_{mj} x_m - T_j, \quad (13)$$

учитывая, что выход предыдущего слоя  $y_i$  является входом для последующего, т.е.  $y_i = x_i$ .

Если нейрон  $m$  предыдущего слоя является «мнимым», то  $w_{mj} = 0 \forall j = \overline{1, n}$  (см. рис. 2).

Формула (13) для каждого из  $n$  нейронов последующего слоя примет вид:

$$S_j = \sum_{i=1}^m w_{ij} y_i - T_j = w_{1j} x_1 + w_{2j} x_2 + \dots + 0 - T_j. \quad (14)$$

Исходя из формулы (14) можно сформулировать следующее утверждение.

*Утверждение 1.* «Мнимые» нейроны предыдущего слоя не влияют на вычисление индуцированного поля  $S_j$  и выхода (выходной активности)  $y_j = F_{act}(S_j)$  последующего слоя.

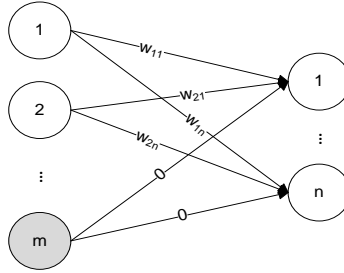


Рис. 2. Часть топологии ИНС с добавленным «мнимым» нейроном в предыдущем слое  
Предположим, что нейрон  $n$  последующего слоя является «мнимым» (см. рис. 3).

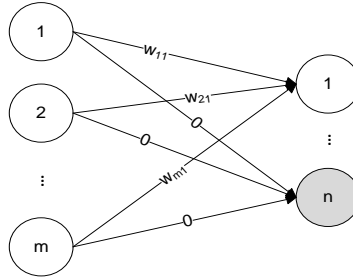


Рис. 3. Часть топологии ИНС с добавленным «мнимым» нейроном в последующем слое

Принимая во внимание  $w_{in} = 0 \forall i = \overline{1, m}$  и  $T_n = 0$ , величина индуцированного поля  $S_n$  согласно формуле (13) будет равняться 0:

$$S_n = w_{1n}x_1 + w_{2n}x_2 + \dots + w_{mn}x_m - T_n = 0 + 0 + \dots + 0 - 0 = 0. \quad (15)$$

Тогда, подставляя (15) в (1), получаем, что значение выхода будет постоянно:

$$y_n = F_{act}(S_n) = F_{act}(0) = const. \quad (16)$$

На основании формулы (16) можно сформулировать утверждение 2.

*Утверждение 2. Расчетное значение выхода «мнимого» нейрона всегда постоянно и равно значению активационной функции от нуля.*

Для сигмоидальной функции активации выходная активность в соответствии с формулой (2) равна:

$$F_{act}(0) = \frac{1}{1 + e^{-\alpha S_j}} = \frac{1}{1 + e^0} = \frac{1}{2};$$

для гиперболического тангенса исходя из формулы (3)

$$F_{act}(0) = \beta \frac{e^{\alpha S_j} - e^{-\alpha S_j}}{e^{\alpha S_j} + e^{-\alpha S_j}} = \beta \frac{e^0 - e^0}{e^0 + e^0} = \beta \frac{1-1}{1+1} = 0;$$

для биполярной сигмоидальной функции активации, согласно (4), получаем:

$$F_{act}(0) = \frac{2}{1 + e^{-\alpha S_j}} - 1 = \frac{2}{1 + e^0} - 1 = \frac{2}{1+1} - 1 = 1 - 1 = 0.$$

Для биполярной сигмоидальной активационной функции и гиперболического тангенса утверждение 2 будет сформулировано следующим образом.

*Утверждение 3. Значение выхода «мнимого» нейрона для биполярной сигмоидальной активационной функции и гиперболического тангенса равно нулю.*

*Оценка влияния «мнимого» нейрона в выходном слое на величину ошибки сети.*

В формулы (5) и (6) входит величина  $\Delta y_j^s = d_j^s - y_j^s$ , характеризующая отклонение рассчитанного значения выхода от желаемого для каждого обучающего набора данных  $s$ . При  $d_{im}^s = y_{im}^s$  величина погрешности нейрона  $\Delta y_{im}^s = 0$ . Для «мнимого» нейрона  $y_{im}^s$ , принимая во

внимание утверждение 2, справедливо  $y_{im}^s = F_{act}(0)$ . Таким образом, можно сформулировать утверждение 4.

*Утверждение 4. Для каждого набора данных  $s$  при величине желаемого значения «мнимого» нейрона выходного слоя равной  $d_{im}^s = F_{act}(0)$  его наличие не влияет на ошибку сети.*

Рассмотрим значение локального градиента «мнимого» нейрона. Для выходного слоя согласно формуле (7) при учете  $d_{im}^s = F_{act}(0)$  (см. утверждение 4) и  $y_{im}^s = F_{act}(0)$  (см. утверждение 2) справедливо:

$$\delta_{im} = (y_{im} - d_{im})F'_{act}(0) = (F_{act}(0) - F_{act}(0)) \cdot F'_{act}(0) = 0. \quad (17)$$

Для скрытого слоя согласно (8) локальный градиент  $\delta_{im}$  «мнимого» нейрона  $m$  предыдущего слоя с учетом  $w_{mj} = 0 \forall j = \overline{1, n}$  (см. рис. 2) будет вычислен как:

$$\delta_{im} = \delta_m = F'_{act}(0)[w_{m1}\delta_1 + \dots + w_{mn}\delta_n] = F'_{act}(0)[0 + \dots + 0] = 0. \quad (18)$$

Рассмотрим влияние «мнимого» нейрона  $n$  в последующем слое на расчет локального градиента одного из действительных нейронов  $i$  (см. рис. 3). Принимая во внимание  $w_{in} = 0 \forall i = \overline{1, m}$  справедливо соотношение:

$$\delta_i = F'_{act}(y_i)[w_{i1}\delta_1 + \dots + w_{in}\delta_n] = F'_{act}(y_i)[w_{i1}\delta_1 + \dots + 0] = F'_{act}(y_i)[w_{i1}\delta_1 + \dots + w_{i, n-1}\delta_{n-1}]. \quad (19)$$

Исходя из формул (17)–(19) можно сформулировать утверждение 5.

*Утверждение 5. Величина локального градиента «мнимого» нейрона выходного (при обеспечении равенства желаемого значения значению функции активации от нуля, т.е.  $d_{im}^s = F_{act}(0)$ ) и скрытого слоев равна 0 ( $\delta_{im} = 0$ ) и не влияет на расчет локального градиента нейрона предыдущего слоя.*

Рассмотрим влияние локального градиента «мнимого» нейрона на вычисление корректирующих значений его весовых коэффициентов и порога (см. рис. 3). Согласно формулам (9) и (10) и учитывая  $\delta_{im} = 0$  (см. утверждение 5), можно записать:

$$\Delta w_{iim}(t) = r(\eta \Delta w_{iim}(t-1) + (1-\eta)\delta_{im}y_i) = r\eta \Delta w_{iim}(t-1), \quad (20)$$

$$\Delta T_{im}(t) = r(\eta \Delta T_{im}(t-1) + (1-\eta)\delta_{im}) = r\eta \Delta T_{im}(t-1). \quad (21)$$

В случае начальной инициализации нулевыми значениями  $\Delta w_{iim}(0) = 0$  и  $\Delta T_{im}(0) = 0$  все последующие корректирующие значения будут равняться нулю:  $\Delta w_{iim}(t) = 0$  и  $\Delta T_{im}(t) = 0$ .

Согласно формулам (11), (12), (20), (21), а также учитывая  $w_{iim} = 0 \forall i = \overline{1, m}$  и  $T_{im} = 0$ , значения весовых коэффициентов и порога «мнимого» нейрона будут вычислены как

$$w_{iim}(t) = w_{iim}(t-1) - \Delta w_{iim}(t) = w_{iim}(t-1) = 0,$$

$$T_{im}(t) = T_{im}(t-1) + \Delta T_{im}(t) = T_{im}(t-1) = 0.$$

Исходя из вышеизложенного можно сформулировать утверждение 6.

*Утверждение 6. При инициализации корректирующих значений весовых коэффициентов и порога «мнимого» нейрона нулевыми значениями ( $\Delta w_{iim}(0) = 0$  и  $\Delta T_{im}(0) = 0$ ) весовые коэффициенты и порог «мнимого» нейрона на любой итерации будут также принимать нулевые значения ( $w_{iim}(t) = 0$  и  $T_{im}(t) = 0$ ) при условии их нулевой инициализации.*

### Заключение

На основании утверждений 1–6 можно сделать вывод о том, что наличие «мнимого» нейрона в слое ИНС не влияет на ход алгоритма обратного распространения ошибки с соблюдением ряда условий при инициализации параметров ИНС:



– весовые коэффициенты и порог «мнимого» нейрона равны нулю ( $\Delta w_{im}(0)=0$  для любых  $i$  и  $T_{im}(0)=0$ );

– корректирующие значения весовых коэффициентов и порога «мнимого» нейрона равны нулю ( $w_{im}(0)=0$  для любых  $i$  и  $T_{im}(0)=0$ );

– весовые коэффициенты нейронов  $w_{jk}(0)=0$  последующего слоя, связанных с рассматриваемым «мнимым» нейроном, и соответствующие корректирующие значения  $w_{jk}(0)=0$  для любых  $k$  равны нулю;

– желаемое значение «мнимого» нейрона выходного слоя для каждого набора обучающих данных  $s$  равно значению активационной функции от нуля  $d_{im}^s = F_{act}(0)$  (для гиперболического тангенса и биполярного сигмоида равняется нулю, для сигмоидальной функции – 0,5).

Добавление «мнимых» нейронов позволяет адаптировать топологии искусственных нейронных сетей для использования CUDA-технологии, что дает возможность значительно (от двух до пяти раз, как получено нами в [2]) ускорить обучение ИНС.

## ADAPTATION OF ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS FOR CUDA-TECHNOLOGY APPLICATION

O.S. HILKO, S.P. KUNDAS, V.I. KOVALENKO

### Abstract

The paper deals with the application of CUDA-technology on software implementation of direct and reverse passes of artificial neural network (ANN) based on back-propagation algorithm. It is shown that introduction of «imaginary» neurons helps to adapt the topology of the neural network to be trained and calculated with CUDA-technology. It is proved that «imaginary» neurons do not affect on the calculations in the back propagation algorithm.

### Список литературы

1. Хилько О.С., Коваленко В.И., Кундас С.П. // Докл. БГУИР. 2010, № 7 (53). С. 83–88.
2. Кундас С.П., Гишкелюк И.А., Коваленко В.И. и др. Компьютерное моделирование миграции загрязняющих веществ в природных дисперсных средах. Мн.: МГЭУ им. А.Д. Сахарова, 2011.
3. Антонов И. // Хакер. 2009, № 127. С. 28–31.
4. Хилько О.С. // Доклады БГУИР. 2011, № 4 (58). С. 55–62.
5. Хайкин С. Нейронные сети. Полный курс. СПб : Вильямс, 2006.
6. Головки В.А. Нейронные сети: обучение, организация и применение. М., 2001.
7. Кундас С.П., Коваленко В.И., Хилько О.С. // Вестник ПГУ. 2009. № 9. С. 32–38.

УДК 621.396.218:614.89.086.5

## ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ НАГРУЗКА НА ТЕРРИТОРИЮ, СОЗДАВАЕМАЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМИ ИЗЛУЧЕНИЯМИ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ СОТОВОЙ СВЯЗИ

В.И. МОРДАЧЕВ

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

Поступила в редакцию 10 августа 2012

Предложена интегральная системная характеристика электромагнитной экологии и электромагнитной безопасности радиоэлектронной обстановки на местности – электромагнитная нагрузка на территорию как суммарная эквивалентная мощность электромагнитных излучений базовых станций, приходящаяся на единицу площади рассматриваемой территории. Получены соотношения, определяющие количественную связь этой характеристики с суммарной интенсивностью электромагнитного фона, образуемого базовыми станциями у земной поверхности, а также с вероятностью попадания произвольно выбранного места строительства в зону ограничения застройки ближайшей базовой станции. Приведены соотношения, характеризующие ограничения на предельно допустимые параметры радиоэлектронной обстановки, создаваемой базовыми станциями, при действующих ограничениях на предельно допустимые уровни электромагнитного поля для населения.

*Ключевые слова:* сотовая связь, электромагнитная нагрузка, электромагнитный фон, электромагнитная экология, электромагнитная безопасность

### Введение

Исследование многих вопросов электромагнитной экологии и электромагнитной безопасности радиосистем информационного обслуживания общества связано с анализом электромагнитной нагрузки как интегральной характеристики электромагнитного загрязнения окружающей среды. Тем не менее, в настоящее время общепринятое определение термина «электромагнитная нагрузка» (ЭМН) отсутствует. Как правило, понятия, описываемые этим термином, могут быть отнесены к одной из двух групп: «ЭМН на организм человека» и «ЭМН на население (производственный персонал)».

Термин «ЭМН на организм человека» в различных источниках применяется для определения следующих величин.

а. Суммарной интенсивности  $\Pi_{\Sigma}$  электромагнитных полей (ЭМП), воздействующих на организм человека, определяемой в виде скалярной суммы значений плотности потока мощности  $\Pi_i$  ЭМП от каждого из  $N$  источников электромагнитного излучения (ЭМИ):

$$\Pi_{\Sigma} = \sum_{i=1}^N \Pi_i, \text{ Вт/м}^2, \quad (1)$$

б. Суммарной энергетической экспозиции  $W_E$  воздействия ЭМП на человеческий организм как произведения суммарной интенсивности  $\Pi_{\Sigma}$  ЭМП, воздействующего на организм человека, на продолжительность  $T$  этого воздействия во времени:

$$W_E = \Pi_{\Sigma} \cdot T, \text{ Вт} \cdot \text{с/м}^2. \quad (2)$$

в. Относительной суммарной интенсивности ЭМП, воздействующих на организм человека, от  $M+N$  источников ЭМИ, как суммы

$$X = \sum_{m=1}^M \left( \frac{E_m}{E_{MPLm}} \right)^2 + \sum_{n=1}^N \frac{\Pi_n}{\Pi_{MPLn}}, \quad (3)$$

где  $E_{MPLm}$ ,  $\Pi_{MPLn}$  – принятые предельно допустимые уровни (ПДУ) ЭМП, выражаемые либо в единицах напряженности ЭМП [В/м] (для группы из  $M$  источников ЭМИ, для которых используются значения напряженности их ЭМП  $E_m$ ,  $m = \{1, \dots, N\}$ ), либо в единицах плотности потока мощности [Вт/м<sup>2</sup>] (для группы из  $N$  источников ЭМИ, для которых используются значения плотности потока мощности их ЭМП  $\Pi_n$ ,  $n = \{1, \dots, N\}$ ) в зависимости от диапазона частот, вида радиослужбы (радиовещательная, радиолокационная, фиксированная, подвижная и т.п.), вида модуляции и режима электромагнитного излучения (непрерывное, импульсное, импульсное узконаправленное с круговым сканированием и т.п.).

Термин «ЭМН на население (производственный персонал)» в различных источниках применяется для определения следующих величин:

г. Множества (матрицы) значений суммарной интенсивности ЭМП (1) от совокупности источников ЭМИ, расположенных на местности (в пространстве), образующего карту суммарной интенсивности ЭМП на местности на определенной высоте (над земной поверхностью, над уровнем моря и т.п.), либо карту суммарной интенсивности ЭМП в плоском сечении некоторой области пространства (зоны скопления людей, отдельного помещения, зоны ближней навигации и посадки самолетов, и т.п.).

д. Множества (матрицы) значений энергетической экспозиции (2) воздействия ЭМП на человеческий организм от совокупности источников ЭМИ, расположенных на заданной территории, образующего карту значений энергетической экспозиции воздействия ЭМП на человеческий организм на территории производственного помещения, промышленной зоны, населенного пункта и т.п.

е. Множества (матрицы) значений относительной суммарной интенсивности (3) ЭМП, воздействующих на организм человека, от совокупности источников ЭМИ, формирующих радиоэлектронную обстановку (РЭО) на определенной территории, образующего карту значений относительной суммарной интенсивности ЭМП на этой территории.

Приведенные выше и подобные им варианты определения ЭМН, безусловно, имеют право на существование. Однако следует отметить, что:

– для обозначения каждого из приведенных выше вариантов определения ЭМН в действующих нормативно-правовых актах, в научно-технической и учебной литературе, как правило, используется другой термин конкретного физического содержания, такой, как «суммарная интенсивность ЭМП», «энергетическая экспозиция», «относительная суммарная интенсивность ЭМП», «рельеф ЭМП» и т.п.;

– очевидно, что все перечисленные величины являются характеристиками электромагнитной обстановки (ЭМО), т.е. ансамбля ЭМП в отдельной точке пространства (варианты а, б, в) либо на определенной территории (варианты г, д, е). Они лишь косвенно характеризуют свойства первопричины образования ЭМО – свойства РЭО на рассматриваемой местности (энергетические и временные характеристики ЭМИ множества радиоэлектронных средств (РЭС) и других источников ЭМИ, размещенных в рассматриваемой области пространства).

Последнее может считаться недостатком определения ЭМН «по полю», поскольку именно энергетические и временные характеристики источников ЭМИ, образующих РЭО в рассматриваемой области пространства представляют собой исходную информацию, содержащуюся в соответствующих базах данных, используемых для решения задач управления использованием радиочастотного спектра. И именно эта исходная информация о технических характеристиках, режимах функционирования и параметрах размещения в рассматриваемой области пространства совокупности технических средств, являющихся причиной возникновения ЭМН, в сочетании с информацией о характеристиках среды распространения радиоволн (РРВ) в рассматриваемой области пространства (на рассматриваемой территории) непосредственно используется:

– для управления ЭМН на отдельных участках территории путем изменения мощности ЭМИ и временных характеристик функционирования РЭС и других источников ЭМИ, размещенных рассматриваемой области пространства;

– для математического моделирования и оценок энергетических характеристик (1), (2), (3) ЭМО в отдельных точках пространства либо на определенной территории.

В этой связи, по крайней мере при описании влияния современных систем радиотелекоммуникаций на электромагнитную безопасность населения и электромагнитную экологию населенных пунктов, по мнению автора, требуется дополнительное рассмотрение ЭМН на территорию «по мощности ЭМИ» в форме удельной суммарной мощности ЭМИ РЭС, приходящейся на единицу площади этой территории. Количественная связь характеристик ЭМН на территорию и ЭМН на население будет установлена ниже.

ЭМН на территорию  $L_{TBS}$  от ЭМИ БС сотовой связи, имеющих одинаковые эквивалентные изотропно излучаемые мощности (э.и.и.м.)  $P_e$  при одинаковых площадях  $S_S$  сайтов (при регулярной пространственной топологии сети), либо одинаковые э.и.и.м.  $P_e$  при постоянной средней территориальной плотности  $\rho$  БС (в общем случае нерегулярной пространственной топологии сети, в т.ч. при случайном либо близком к случайному территориальном размещении БС). может быть определена следующим образом.

Для регулярной пространственной топологии сети:

$$L_{TBS} = P_e / S_S; \quad (4)$$

для нерегулярной пространственной топологии сети:

$$L_{TBS} = P_e \rho. \quad (5)$$

Цель данной работы – установление связи характеристик (4), (5) ЭМН на территорию от ЭМИ БС сотовой связи с характеристиками ЭМО (1)–(3), используемыми для описания ЭМН на организм человека, а также с возможными ограничениями на городскую застройку в зоне обслуживания сети сотовой радиосвязи.

### Исходные модели и соотношения

Известно, что в РРВ от БС, антенны которых установлены на определенной высоте  $H_{BS}$  над земной поверхностью, к точке наблюдения вблизи земной поверхности на высоте  $H_{OP}$ , соответствующей условной верхней границе области возможного расположения людей, а также положению абонентских станций в активном состоянии, имеется следующая важная закономерность [1]:

– на небольшом удалении  $R$  от БС условия РРВ соответствуют условиям РРВ в свободном пространстве (напряженность ЭМП БС убывает обратно пропорционально расстоянию до БС, плотность потока мощности  $P$  ЭМП БС убывает обратно пропорционально квадрату расстояния  $R$  до БС);

– начиная с некоторой дистанции  $R_{BP}$  (точки «breakpoint» на оси абсцисс зависимости напряженности ЭМП от расстояния до БС) условия РРВ меняются: напряженность ЭМП БС начинает убывать обратно пропорционально квадрату расстояния  $R$  до БС (плотность потока мощности  $P$  ЭМП БС убывает обратно пропорционально четвертой степени расстояния до БС), что обусловлено многолучевым РРВ;

– расстояние  $R_{BP}$  между БС и МС, на котором происходит данное изменение условий РРВ, зависит от длины волны  $\lambda$  ЭМИ БС, высоты подвеса ее антенн и высоты точки наблюдения над земной поверхностью и определяется следующим известным соотношением:

$$R_{BP} = 4H_{BS}H_{OP}/\lambda. \quad (6)$$

Ниже в табл. 1 приведены расчетные данные о величине  $R_{BP}$  для БС сотовой связи GSM в различных полосах частот ( $\lambda=0,16$  м для GSM-1800,  $\lambda=0,32$  м для GSM-900) и для различных высот точки наблюдения над поверхностью ( $H_{OP} = 2$  м и  $H_{OP} = 1$  м).

Таблица 1. Радиус RBP -окрестности точки наблюдения для БС GSM-900 и GSM-1800

HBS, м	RBP, км			
	$H_{OP} = 2 \text{ м}, \lambda = 0,16 \text{ м}$	$H_{OP} = 2 \text{ м}, \lambda = 0,32 \text{ м}$	$H_{OP} = 1 \text{ м}, \lambda = 0,16 \text{ м}$	$H_{OP} = 1 \text{ м}, \lambda = 0,32 \text{ м}$
20	1,0	0,5	0,5	0,25
40	2,0	1,0	1,0	0,5
60	3,0	1,5	1,5	0,75
80	4,0	2,0	2,0	1,0

Следует принять во внимание, что для большинства практических случаев  $RBP \geq 0,5$  км поскольку:

- 1) как правило, и в сельской местности, и в городской застройке  $H_{BS} \geq (20 \dots 30)$  м;
- 2) в городской застройке, где высоты подвеса антенн БС редко превышают высоту многоэтажной городской застройки, преобладающим является использование частотных каналов GSM-1800  $\lambda = 0,16$  м) в силу меньшего затухания радиоволн в стенах зданий вблизи БС и лучшего экранирования радиоволн элементами городской застройки и растительностью при их распространении на территории соседних сайтов (последнее позволяет снизить уровни внутри-сетевых помех);
- 3) число каналов поддиапазона GSM-1800  $\lambda = 0,16$  м) в 3 раза больше числа каналов GSM-900  $\lambda = 0,32$  м) [2],
- 4) основной интерес представляет случай  $H_{OP} = 2$  м, поскольку в соответствии с [3] на этой высоте над поверхностью анализируется наличие санитарно-защитной зоны БС, и для этого значения  $H_{OP}$  радиус  $R_{BP}$  максимален).

Это обстоятельство в целом находится в соответствии с эмпирической моделью РРВ «Окамура-Хата», имеющей область определения  $1 \text{ км} < R < 20 \text{ км}$ , и в этой области в зависимости от характера местности (сельская местность, пригород, город) дающей убывание плотности потока мощности П ЭМП БС обратно пропорционально расстоянию до БС в степени  $3,2 \dots 4,0$  [1,4].

Приведенные обстоятельства позволяют ограничиться влиянием на суммарную интенсивность ЭМП в точке на высоте  $H_{OP}$  над земной поверхностью электромагнитных излучений БС, располагаемых в круговой окрестности радиуса  $R_{BP}$  вокруг данной точки, где условия РРВ соответствуют РРВ в свободном пространстве (свободному РРВ), поскольку [4,5]:

– для БС за пределами данной области затухание РРВ при их распространении к рассматриваемой точке резко возрастает, и их вкладом в суммарную интенсивность ЭМП в данной точке можно пренебречь;

– при территориальном размещении источников ЭМП основной вклад в суммарную интенсивность ЭМП в точке наблюдения на земной поверхности вносят ближайшие источники ЭМП, а суммарный вклад остальных источников ЭМП относительно невелик.

Таким образом, при дальнейшем анализе используем следующую общепринятую модель условий РРВ в свободном пространстве между БС и точкой наблюдения на высоте НОР над земной поверхностью:

$$\Pi = P_e / (4\pi R^2), \quad R \leq R_{BP}, \quad (7)$$

где  $P_e$  – э.и.и.м. БС, Вт,  $\Pi$  – плотность потока мощности ЭМП БС на удаленности  $R$ , Вт/м<sup>2</sup>.

### Средняя суммарная интенсивность ЭМП БС в зоне свободного РРВ

При случайном размещении БС на одинаковой высоте  $HBS$  с постоянной территориальной плотностью  $\rho$ , ед./м<sup>2</sup>, в круговой области радиуса  $RBP$  вокруг точки наблюдения плотность распределения вероятностей плотности потока мощности ЭМП БС будет иметь вид гиперболического распределения, степень которого инвариантна к высоте подвеса антенн БС [4]:

$$w(\Pi) = \frac{\Pi_{\min} \Pi_{\max}}{(\Pi_{\max} - \Pi_{\min}) \Pi^2} \approx \frac{\Pi_{\min}}{\Pi^2}, \quad \Pi_{\min} \leq \Pi \leq \Pi_{\max}, \quad \Pi_{\max} \gg \Pi_{\min}; \quad (8)$$

$$\Pi_{\max} = \frac{P_e}{4\pi H_{BS}^2}, \quad \Pi_{\min} = \frac{P_e}{4\pi R_{BP}^2} = \frac{P_e \lambda^2}{64\pi H_{BS}^2 H_{OP}^2}; \quad (9)$$

математическое ожидание величины  $\Pi$  определяется следующим соотношением:

$$m_1(\Pi) = (\Pi_{\min} \Pi_{\max} / (\Pi_{\max} - \Pi_{\min})) \ln(\Pi_{\max} / \Pi_{\min}) \approx \Pi_{\min} \ln(\Pi_{\max} / \Pi_{\min}). \quad (10)$$

Средняя суммарная интенсивность ЭМП у земной поверхности при случайном размещении БС в зоне свободного РРВ радиуса  $R_{BP}$  может быть определена очевидным образом как произведение среднего числа  $N_{av}$  БС в этой зоне на математическое ожидание (9) интенсивности  $\Pi$  ЭМП отдельной БС:

$$\Pi_{\Sigma BS} = N_{av} m_1(\Pi). \quad (11)$$

Размещение БС относительно точки наблюдения и конкретное число БС в зоне свободного РРВ радиуса  $R_{BP}$  являются случайными в силу следующих причин:

– при классической регулярной гексагональной пространственной структуре сети сотовой связи – в силу случайного выбора положения точки наблюдения относительно БС, что делает случайным минимальное расстояние между точкой наблюдения и ближайшей БС, а также делает случайным попадание в зону свободного РРВ БС, располагаемых вблизи границы этой зоны;

– при случайном размещении БС по территории – случайностью взаимного размещения БС и точки наблюдения. В обоих случаях постоянство средней территориальной плотности  $\rho$  БС позволяет определить среднее число  $N_{AV}$  БС как произведение

$$N_{AV} = \rho \pi R_{BP}^2. \quad (12)$$

Таким образом, модели (8)–(10) адекватны и при равномерном случайном, и при равномерном регулярном размещении БС, если в последнем случае точка наблюдения выбирается случайно относительно размещения БС.

При классической регулярной гексагональной пространственной структуре сети сотовой связи площадь сайта связана с пространственной плотностью  $\rho$  БС очевидным соотношением:

$$S_S = 1/\rho. \quad (13)$$

Площадь зоны свободного РРВ, имеющей радиус (7), также определится очевидным образом:

$$S_{\max} = \pi R_{BP}^2 = 16\pi H_{BS}^2 H_{OP}^2 / \lambda^2. \quad (14)$$

Отсюда среднее число  $N_{AV}$  БС в зоне свободного РРВ

$$N_{AV} = S_{\max} / S_S = 16\rho \pi H_{BS}^2 H_{OP}^2 / \lambda^2. \quad (15)$$

где величины  $H_{BS}$ ,  $H_{OP}$ ,  $\lambda$  выражены в метрах,  $\rho$  – в ед./м<sup>2</sup>.

*Пример 1.*

$H_{BS} = 40$  м,  $H_{OP} = 2$  м,  $\lambda = 0,16$  м (*GSM-1800*),  $\rho = 5 \cdot 10^{-6}$  БС/м<sup>2</sup> (5 БС/км<sup>2</sup>).

В этом случае  $R_{BP} = 2$  км,  $S_{\max} = 12,6$  км<sup>2</sup>,  $N_{AV} = 62,8$  ед.

Определим соотношение (11) с учетом подстановки (9) в (10):

$$\Pi_{\Sigma BS} = (\rho P_e / 2) \ln(4H_{OP} / \lambda), \quad \rho P_e = L_{TBS}. \quad (16)$$

Это соотношение устанавливает непосредственную зависимость между ЭМН на организм человека и ЭМН на окружающую территорию. Важные обстоятельства, вытекающие из (17), состоят в том, что суммарная интенсивность ЭМП БС, располагаемых в круговой зоне свободного РРВ вокруг точки наблюдения, характеризующая ЭМН на организм человека в этой точке:

- практически не зависит от высот подвеса антенн БС,
- прямо определяется суммарной э.и.и.м. БС  $\cdot \rho P_e = L_{TBS}$ , приходящейся на единицу площади указанной зоны, т.е. электромагнитной нагрузкой на единицу площади в этой зоне в определении (5).

### Предельно допустимые параметры ЭМН на территорию от БС сотовой связи

Если суммарную интенсивность ЭМП  $\Pi_{\Sigma BS}$  БС, располагаемых в круговой зоне свободного РРВ вокруг точки наблюдения, принять равной предельно допустимому уровню  $\Pi_{MPL}$  интенсивности ЭМП, то можно определить значения следующих параметров сети сотовой связи, предельно допустимые с точки зрения электромагнитной безопасности ее стационарного радиооборудования:

– предельно допустимую территориальную плотность  $\rho_{max}$  БС с э.и.и.м.  $P_e$ :

$$\rho_{max} = 2\Pi_{MPL} / (P_e \ln(4H_{OP}/\lambda)); \quad (17)$$

– предельно допустимую э.и.и.м. БС, располагаемых с плотностью  $\rho$ :

$$P_{e,max} = 2\Pi_{MPL} / (\rho \ln(4H_{OP}/\lambda)). \quad (18)$$

Очевидно, что оценка (18) является оптимистической (завышенной), поскольку, как правило, при размещении БС в городской застройке должно выполняться условие отсутствия санитарно-защитной зоны, т.е. на высоте  $H_{OP} \leq 2$  м над поверхностью суммарный уровень ЭМП должен быть не выше предельно допустимого уровня ПМРЛ, что частично обеспечивается диаграммой направленности антенн БС в вертикальной плоскости. Ниже рассмотрим примеры оценки параметров (17), (18) для типовых характеристик сетей GSM на территории Минска ( $P_e \approx 2$  кВт,  $\rho \approx 5$  БС/км<sup>2</sup>) по состоянию на 2012 г.

*Пример 2.*

$H_{OP} = 2$  м,  $\lambda = 0,16$  м (GSM-1800),  $P_e = 2000$  Вт,  $\Pi_{MPL} = 0,1$  Вт/м<sup>2</sup>. В этом случае  $\rho_{max} = (4 \cdot 0,1) / 2000 \cdot 6 \approx 33 \cdot 10^{-6}$  БС/м<sup>2</sup>  $\approx 33$  БС/км<sup>2</sup>

*Пример 3.*

$H_{OP} = 2$  м,  $\lambda = 0,16$  м (GSM-1800),  $\rho = 5 \cdot 10^{-6}$  БС/м<sup>2</sup> (5 БС/км<sup>2</sup>),  $\Pi_{MPL} = 0,1$  Вт/м<sup>2</sup>.

В этом случае  $P_{e,max} = (4 \cdot 0,1) / 5 \cdot 10^{-6} \cdot 6 \approx 13300$  Вт  $\approx 13,3$  кВт.

В рассмотренных выше примерах использовано значение ПМРЛ = 0,1 Вт/м<sup>2</sup> (10 мкВт/см<sup>2</sup>), с середины 80-х принято в СССР и в настоящее время используемое на территории многих государств, в частности, в Российской Федерации и в Республике Беларусь. Результаты приведенных выше оценок в примерах 2,3 для ряда других значений  $\Pi_{MPL}$  из числа рекомендуемых к рассмотрению в [4] приведены ниже в табл. 2.

Таблица 2. Критерии вынужденного экологического риска в полосах частот сотовой связи

Значение $\Pi_{MPL}$ , мкВт/см <sup>2</sup>	Область применения значения $\Pi_{MPL}$	$\rho_{max}$ , БС/км <sup>2</sup> , при $P_e = 2$ кВт	$P_{e,max}$ , кВт, при $\rho = 5$ БС/км <sup>2</sup>
0,1	Рекомендовано [6] в качестве предварительного профилактического значения ПДУ для «суммарных общих электромагнитных облучений от всего высокочастотного оборудования с очень низкой пульсирующей модуляцией»	0,33	0,133
1,0	Рекомендовано [7] в качестве условной верхней границы интенсивности безопасного для населения электромагнитного фона. Соответствует ранее принятому в СССР ПДУ ЭМП для населения [8]	3,3	1,33
2,0	ПДУ для мест круглосуточного пребывания людей, принятый в Париже для GSM-900 [6] и при проектировании сотовой связи в Москве [9]	6,6	2,66
2,5	ПДУ для населения, принятый в Украине [10]	8,3	3,33

Следует отметить, что типовые параметры сетей GSM на территории Минска по состоянию на 2012 г. не выходят за рамки дозволенного даже для значений ПМРЛ 2,0 и 2,5 мкВт/см<sup>2</sup>. В то же время эти типовые параметры сетей GSM, по-видимому, в 1,5–2 раза превышают допустимые уровни, исходя из нормативов [7], ранее принятых на территории СССР.

### Вероятность попадания в зону ограничения застройки

В условиях современного города, характеризующихся интенсивным коммерческим и долевым строительством высотных офисных и жилых зданий по всей территории городской застройки с высотами, соизмеримыми с высотами подвеса БС, а также тенденцией к уменьшению высот подвеса антенн БС в целях использования экранирующих свойств городской застройки для уменьшения уровней внутрисетевых помех, интерес представляет оценка вероятности того, что произвольно выбранное место строительства попадает в зону ограничения застройки (ЗОЗ) ближайшей БС. Эта оценка может быть выполнена с использованием моделей и соотношений, приведенных выше.

При свободном РРВ радиус  $R_{RA}$  и площадь  $S_{RA}$  зоны ограничения застройки (*restricted area*) вокруг БС с круговым излучением и э.и.и.м.  $P_e$  определяется очевидным соотношением:

$$R_{RA} = \sqrt{P_e / (4\pi\Gamma_{MPL})}, \quad S_{RA} = \pi R_{RA}^2 = P_e / (4\Gamma_{MPL}).$$

Следует ожидать, что:

- территории ЗОЗ отдельных БС не пересекаются в связи с тенденцией регуляризации структуры сети;

- площадь ЗОЗ значительно (на порядок и более) меньше площади зоны обслуживания БС (площади сайта).

Поэтому вероятность  $V_{RA}$  того, что случайно выбранная точка территории попадает в ЗОЗ ближайшей БС, может быть определена как относительная часть площади обслуживания сети сотовой связи, совпадающей с площадью ЗОЗ БС этой сети:

$$V_{RA} \approx \rho S_{RA} = \rho P_e / (4\Gamma_{MPL}) = L_{TBS} / (4\Gamma_{MPL}). \quad (19)$$

Таким образом, эта вероятность, достаточно полно характеризующая потенциальные экологические риски в современной городской застройке, определяется отношением суммарной ЭМН на территорию городской застройки от БС сотовой связи и принятого значения ПДУ ЭМП.

### Заключение

В данной работе рассмотрено понятие электромагнитной нагрузки на территорию как интегральной системной характеристики РЭО в рассматриваемой области пространства, и даны оценки влияния данной характеристики, формируемой совокупностью ЭМИ БС сотовой связи, на характеристики ЭМО вблизи земной поверхности. В рамках ограничений, присущих принятой модели РРВ с использованием ограничения (6) на область учета БС-источников ЭМП и применимости модели РРВ в свободном пространстве, а также в рамках гипотезы о постоянстве э.и.и.м. БС в направлении на точку наблюдения, получены следующие результаты.

1. Установлены функциональные связи ЭМН на территорию, создаваемой ЭМИ БС сотовой связи, со следующими характеристиками электромагнитной безопасности и экологии радиооборудования инфраструктуры сотовой связи:

- в форме (16) с ЭМН на организм человека, характеризуемой суммарной интенсивностью (1) ЭМП БС в точке наблюдения у земной поверхности;

- в форме (19) с вероятностью попадания произвольно выбранного места строительства в зону ограничения застройки ближайшей БС.

2. Определены связи (17), (18) предельно допустимых параметров РЭО, определяющих ЭМН на территорию, создаваемую БС сотовой связи (максимальных значений э.и.и.м. и средней территориальной плотности БС), с действующими санитарно-гигиеническими ограничениями на предельно допустимый суммарный уровень ЭМП для населения.



Соотношения (16)–(19) могут быть очевидным образом скорректированы для других форм определения ЭМН на организм человека – в форме суммарной энергетической экспозиции ЭМП (2) и в форме относительной суммарной интенсивности ЭМП (3) в точке наблюдения, а также развиты для более сложных пространственных структур сотовой связи, в частности, покрытия территории несколькими сетями сотовой связи частично с совместным размещением БС на отдельных зданиях. Таким образом, соотношения (16)–(19) позволяют разработать практическую методику учета влияния ЭМН на территорию от БС сотовой связи на электромагнитную экологию и электромагнитную безопасность при выполнении процедур планирования и управления использованием радиочастотного спектра, а также методику экспресс-анализа электромагнитной безопасности в заданной РЭО на рассматриваемой территории.

Следует подчеркнуть, что полученные выше соотношения и оценки получены с использованием (10), т.е. представляют собой оценки экологических рисков «в среднем». Поэтому дальнейший интерес представляет развитие данного подхода с учетом случайности ряда компонент ЭМО в точке наблюдения и с оценкой вероятности превышения ПДУ ЭМП совокупной интенсивностью ЭМП, включая уровни ЭМП сотовых телефонов, *UMTS/LTE* модемов и РЭС других радиослужб, в том числе РЭС с остронаправленным излучением.

## TERRESTRIAL ELECTROMAGNETIC LOADING CREATED BY ELECTROMAGNETIC RADIATIONS OF CELLULAR BASE STATIONS

V.I. MORDACHEV

### Abstract

The integrated system characteristic of electromagnetic safety of terrestrial radio electronic environment – terrestrial electromagnetic filling as the total equivalent power of electromagnetic radiations of the radio equipment, falling to unit of the area of considered territory is offered. The equations defining quantitative relationship of terrestrial electromagnetic filling formed by cellular base stations with total intensity of an electromagnetic background, formed by this stations at a terrestrial surface, and also with probability of hitting of building location into the restriction area of the nearest base station are received. The equations describing the restrictions on maximum permissible parameters of radio electronic environment, created by base stations at valid restrictions on maximum permissible levels of electromagnetic fields for the population are resulted.

### Список литературы

1. *Siwiak K.* Radiowave Propagation and Antennas for Personal Communications. Boston: Artech House, 1998.
2. ETSI EN 300 910, V8.5.1 (2001-11). Digital Cellular Telecommunications System (Phase 2+). Radio Transmission and Reception (GSM 05.05 version 8.5.1 Release 1999).
3. СанПиН 2.2.4/2.1.8.9-36-2002. Электромагнитные излучения радиочастотного диапазона (ЭМИ РЧ) (Республика Беларусь).
4. *Мордачев В.И.* Системная экология сотовой радиосвязи. Минск: Изд. центр БГУ. 2009.
5. *Mordachev V, Loyka S.* // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 2009, Vol. 27, №7. P.1120–1131.
6. Электромагнитные поля и здоровье человека / Под ред. Ю.Г. Григорьева. М., 2002.
7. *Попов В.* Электромагнитное излучение мобильных телефонов и человеческий организм. Рига, 1999.
8. Санитарные нормы и правила при работе с источниками электромагнитных полей высоких, ультравысоких и сверхвысоких частот. №848-70. СССР. 1970.
9. Санитарные правила и нормы защиты населения г. Москвы от электромагнитных полей передающих радиотехнических объектов. М. 1996.
10. Государственные санитарные нормы и правила охраны населения от влияния электромагнитных излучений. Киев. 1996.

УДК 621.391

## СЕКТОРНАЯ ЛОКАЛИЗАЦИЯ, ПАРАМЕТРИЗАЦИЯ И ИДЕНТИФИКАЦИЯ РЕПЕРОВ НА ОСНОВЕ УГЛОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ДЛЯ СОВМЕЩЕНИЯ ПЕРЕКРЫВАЮЩИХСЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ

О.ДЖ. АЛЬ-ФУРАЙДЖИ, В.К. КОНОПЕЛЬКО, В.Ю. ЦВЕТКОВ

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

Поступила в редакцию 9 июля 2012

Предложены алгоритмы секторной локализации и параметризации реперов в вейвлет-области для совмещения перекрывающихся изображений, основанные на использовании угловых коэффициентов для описания контурной структуры в окрестности репера. Показано, что данные алгоритмы по сравнению с методами *SIFT* и *SURF* обеспечивают снижение вычислительной сложности локализации и параметризации реперов и повышение стабильности реперных идентификаторов в условиях параллакса.

*Ключевые слова:* локализация и параметризация реперов, совмещение изображений.

### Введение

В основе совмещения перекрывающихся изображений лежит поиск соответствий. Он основан на локализации и параметризации реперов на изображении. Известные методы локализации и параметризации реперов *SIFT* (*Scale Invariant Feature Transform*) [1] и *SURF* (*Speeded-Up Robust Features*) [2] используют иерархию аппроксимированных представлений изображения для локализации реперов в различных масштабах с последующей параметризацией, обеспечивающей их идентификацию инвариантно относительно поворота, масштабирования, изменения яркости изображений. Использование большого числа разномасштабных представлений изображения для локализации реперов приводит к высокой вычислительной сложности, что является основным недостатком данных методов. Кроме того, идентификаторы в методах *SIFT* и *SURF* не учитывают параллакс, возникающий при смещении видеокамеры.

Целью работы является разработка вычислительно простых алгоритмов локализации и параметризации реперов для совмещения перекрывающихся изображений в условиях параллакса.

### Выделение реперов

Локализация реперов начинается с их выделения на изображении. Для снижения вычислительной сложности предлагается алгоритм *HRT* (*Haar Roberts Transform*) формирования реперных образов на основе контурной бинаризации с использованием преобразований Хаара [3] и Робертса [4], включающий три шага: формирование кратномасштабного представления изображения с помощью вейвлет-преобразования Хаара с одним уровнем аппроксимации на каждом уровне кратномасштабного представления (6 целочисленных операций сложения на пиксель); контурная фильтрация аппроксимированных образов с помощью фильтра Робертса (3 целочисленных операции сложения на пиксель); формирование множества  $\{R(l_S, l_R)\}_{(l_S=0, L_S-1, l_R=1)}$  бинарных реперных образов на основе пороговой обработкой результатов контурной фильтрации (1 целочисленная операция сложения на пиксель). Алгоритм *HRT* ис-

пользует только целочисленные операции сложения, число  $C_{HRT}^{PP}(YX)$  которых вычисляется с помощью выражения

$$C_{HRT}^{PP}(YX) = 4YX + 10 \sum_{l_s=0}^{L_s-1} \frac{YX}{2^{2(l_s+1)}}, \quad (1)$$

где  $L_s$  – число уровней кратномасштабного представления изображения;  $YX$  – размер изображения.

На рис. 1 а приведены зависимости  $C_{SIFT}^{PP}(YX)$ ,  $C_{SURF}^{PP}(YX)$  и  $C_{HRT}^{PP}(YX)$  от размера  $YX$  изображения при  $L_s = 4$ . Из рис. 1 а следует, что алгоритм *HRT* имеет в 5 раз меньшую вычислительную сложность по сравнению с методом *SURF*.

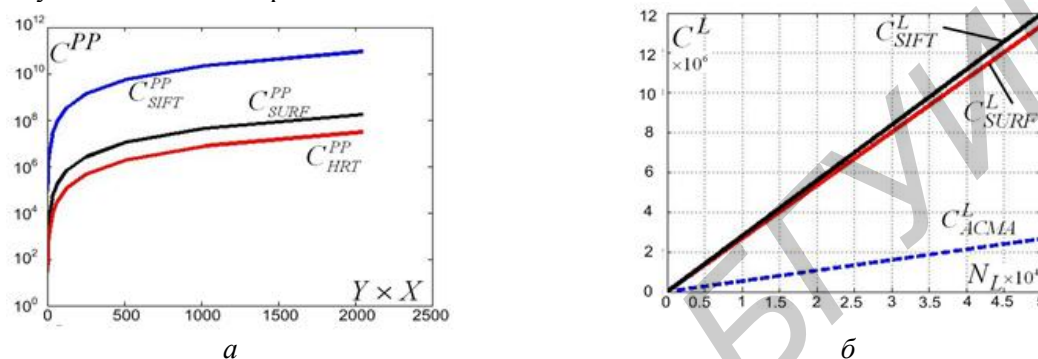


Рис. 1. Вычислительная сложность:  
а – выделения реперов; б – уточнения реперов

### Уточнение и секторная локализация реперов

Реперные образы содержат множество точек, которые не могут быть использованы в качестве реперов из-за отсутствия в их окрестности признаков, обеспечивающих однозначную идентификацию. Для локализации подходящих точек необходим этап уточнения реперов.

Для снижения вычислительной сложности этапа локализации реперов и повышения устойчивости его результатов к изменению яркости и масштаба изображения предлагается алгоритм *ACMA* (*Angle Contour Mask Algorithm*) уточнения реперов, основанный на использовании библиотеки из 24-х угловых контурных масок, представляющих все возможные повороты на угол  $45d^\circ$  трех базовых угловых контурных масок размером  $4 \times 4$  пикселей со значениями угла  $\alpha = \{45^\circ, 90^\circ, 135^\circ\}$  (рис. 2), где  $d = 0,7$  – ориентация. Библиотека применяется для поиска угловых реперов на множестве  $\{R(l_s, l_r)\}_{(l_s=0, L_s-1, l_r=1)}$  реперных образов. Совместное использование алгоритмов *HRT* и *ACMA* обеспечивает секторную локализацию реперов, позволяющую определить местоположение угловых контурных реперов, окрестность которых разделена контуром на два сектора, угловые размеры и ориентация которых определяются с помощью одной из 24 бинарных угловых контурных масок. Секторная локализация реперов инвариантна к повороту, изменению яркости и масштаба изображения, т.к. угловые параметры секторов слабо зависят от этих преобразований.

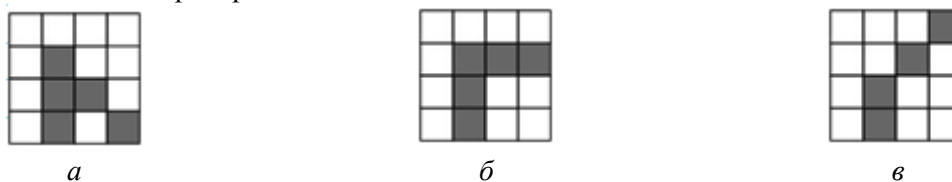


Рис. 2. Базовые бинарные угловые контурные маски:  
а – маска  $45^\circ$ ; б – маска  $90^\circ$ ; в – маска  $135^\circ$

Алгоритм уточнения реперов состоит из следующих двух шагов.

1. Окрестность каждого репера из множества  $\{R(l_S, l_R)\}_{(l_S=0, \overline{L_S-1}, l_R=1)}$  проверяется на соответствие одной из 24 угловых контурных масок. Это требует  $24 \times 4 \times 4 = 384$  бинарные операции сложения. В [6] показано, что за счет минимизации числа узлов поискового графа количество бинарных операций может быть сокращено до 52. В результате формируется множество  $\{C(l_S, l_R)\}_{(l_S=0, \overline{L_S-1}, l_R=1)}$  угловых реперных образов. Для каждого репера  $c(l_S, l_R, n_{l_S})$  из углового реперного образа  $C(l_S, l_R)$  фиксируется набор параметров  $\{y(n_{l_S}), x(n_{l_S}), \alpha(n_{l_S}), d(n_{l_S}), l_S(n_{l_S})\}_{(n_{l_S}=0, \overline{N_C(l_S)})}$ , где  $N_C(l_S)$  – число реперов на уровне  $l_S$ .

2. Отыскиваются пары соответствующих угловых контурных реперов  $c(l_S, l_R, i)$  и  $c(l_S - 1, l_R, j)$ , удовлетворяющих условию

$$\forall l_S (l_S = \overline{L_S, 1}) \forall i (i = \overline{0, N_C(l_S)}) \exists j (j \in [0, N_C(l_S - 1)]) \left( \begin{array}{l} (2y(i) \approx y(j)) \wedge (2x(i) \approx x(j)) \wedge \\ \wedge (\alpha(i) \approx \alpha(j)) \wedge (d(i) \approx d(j)) \end{array} \right) \rightarrow (2) \\ \rightarrow (c(l_S, l_R, i) \Leftrightarrow c(l_S - 1, l_R, j)),$$

где  $\Leftrightarrow$  – символ соответствия угловых контурных реперов на соседних вейвлет-уровнях.

В результате данного шага выбираются угловые контурные реперы, локализация которых инвариантна к изменению масштаба изображения в 2 раза. Если допустимое отклонение для каждого из четырех параметров  $\{y(j), x(j), \alpha(j), d(j)\}$  составляет 1 дискретное значение, то второй шаг требует 15 целочисленных операций сложения на каждый угловой репер.

Таким образом, для уточнения  $N_L$  реперов алгоритм АСМА требует  $C_{АСМА}^L(N_L)$  целочисленных операций сложения, определяемых с помощью выражения

$$C_{АСМА}^L(N_L) = N_L (52/f_{IBA} + 15K_C), \quad (3)$$

где  $f_{IBA}$  – коэффициент, учитывающий сложность целочисленной операции сложения по отношению к бинарной операции сложения;  $K_C$  – коэффициент, определяющий долю угловых реперов на верхних  $l_S = \overline{1, L_S - 1}$  уровнях по отношению к общему числу выделенных реперов.

На рис. 1 б приведены зависимости вычислительной сложности  $C_{SIFT}^L(N_L)$ ,  $C_{SURF}^L(N_L)$  и  $C_{АСМА}^L(N_L)$  от числа  $N_L$  реперов при условии  $K_C = 0,07$  (значение коэффициента определено экспериментально в результате усреднения по коллекции тестовых изображений с различной статистикой распределения яркости). Значение коэффициента  $f_{IBA} = 1$  определено для процессора *Intel Pentium* [6]. Из рис. 1 б следует, что алгоритм АСМА имеет в 5 раз меньшую вычислительную сложность по сравнению с методами *SIFT* и *SURF*.

### Секторная параметризация реперов

Для снижения вычислительной сложности этапа параметризации реперов и повышения устойчивости его результатов к параллаксу предлагается алгоритм секторной параметризации реперов (*SPRIT – Scale Parallax Rotate Invariant Transform*) на основе угловых коэффициентов, вычисляемых для контурных точек в окрестности репера.

Алгоритм секторной параметризации состоит из следующих 3-х шагов.

1 Для каждого репера с координатами  $(y_{MP}, x_{MP})$  формируется вектор  $D_{MP}(y_{MP}, x_{MP}, R_{MP}) = \|d_{MP}(y_{MP}, x_{MP}, R_{MP}, i_{CP})\|_{(i_{CP}=\overline{1, N_{CP}(y_{MP}, x_{MP}, R_{MP})})}$ , в котором значению  $i_{CP}$ -го элемента соответствует расстояние от этого репера до  $i_{CP}$ -ой контурной точки, находящейся в его окрестности радиусом  $R_{MP}$ , где  $N_{CP}(y_{MP}, x_{MP}, R_{MP})$  – число контурных точек в окрестности ре-

пара радиусом  $R_{MP}$ . При условии, что число  $N_L$  контурных пикселей и общее число  $YX$  пикселей связано отношением  $K_p = N_L / (YX)$  и локальная плотность контурных пикселей для всего изображения одинакова, на данном шаге выполняются  $3K_p \pi R_{MP}^2$  целочисленных операций сложения,  $2K_p \pi R_{MP}^2$  целочисленных операций умножения и  $K_p \pi R_{MP}^2$  вещественных операций извлечения корня квадратного на репер.

2) В окрестности каждого репера выделяются ядро радиусом  $R_{MP}/2$  пикселей;  $R_{MP}/2$  орбит шириной в 1 пиксель на расстояниях  $\overline{R_{MP}/2 + 1}, R_{MP}$  пикселей от репера; внутренний  $S_{In}$  и внешний  $S_{Out}$  секторы, размеры и ориентация которых определяются по одному из 24 угловых шаблонов, которому соответствует репер. Данные секторы делятся далее еще на три части каждый (на секторы  $S_{In}^{(M)}, S_{In}^{(B)}, S_{In}^{(E)}$  – для сектора  $S_{In}$ ; на секторы  $S_{Out}^{(M)}, S_{Out}^{(B)}, S_{Out}^{(E)}$  – для сектора  $S_{Out}$ ) в результате выделения по краям секторов размером  $\pi/8$  (рис. 3).

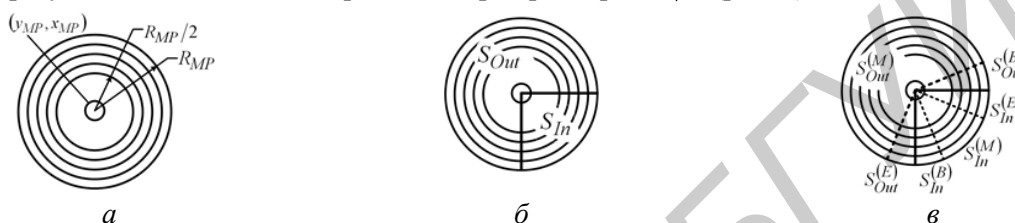


Рис. 3. Выделение секторов в окрестности репера:

*a* – формирование ядра и орбит; *б* – формирование внутреннего и внешнего секторов; *в* – формирование дополнительных секторов

3. Рассматриваются три пары секторов: секторы  $S_{In}$  и  $S_{Out}$  (пара 1); секторы  $(S_{Out}^{(E)} \cup S_{In}^{(B)} \cup S_{In}^{(M)})$  и  $(S_{In}^{(E)} \cup S_{Out}^{(B)} \cup S_{Out}^{(M)})$  (пара 2); секторы  $(S_{In}^{(M)} \cup S_{In}^{(E)} \cup S_{Out}^{(B)})$  и  $(S_{Out}^{(M)} \cup S_{Out}^{(E)} \cup S_{In}^{(B)})$  (пара 3), где символом  $\cup$  обозначена операция получения составных секторов. Для каждого сектора строится гистограмма  $H_{CT}^{(ST)} = \left\| h_{CT}^{(ST)}(i) \right\|_{i=0, N_{CT}^{(ST)}}$ , значения элементов

которой представляют взвешенную статистику угловых коэффициентов для прямых, проходящих через репер и пары контурных пикселей, которые удалены друг от друга на угловое расстояние  $S_w$  и от репера на расстояние  $d_{MP}(y_{MP}, x_{MP}, R_{MP}, i_{CP})$ , удовлетворяющее условию

$$d-1 < d_{MP}(y_{MP}, x_{MP}, R_{MP}, i_{CP}) < d+1 \quad (4)$$

при  $d = \overline{2, R_{MP} - 1}$ , где  $CT$  и  $ST$  – индексы, указывающие на принадлежность гистограммы к конкретному сектору  $S_{CT}^{(ST)}$  и принимающие значения  $\{In, Out\}$  и  $\{B, M, E\}$  соответственно.

Число элементов  $N_{CT}^{(ST)}$  в гистограмме  $H_{CT}^{(ST)}$  вычисляется с помощью выражения

$$N_{CT}^{(ST)} = \begin{cases} S_{CT}^{(ST)} / p & \text{при } S_{CT}^{(ST)} < S_w, \\ S_w / p & \text{при } S_{CT}^{(ST)} \geq S_w, \end{cases} \quad (5)$$

где  $p = \begin{cases} p_1 & \text{при } CT = In, \\ p_2 & \text{при } CT = Out \end{cases}$  – точность гистограммы, определяемая числом сегментов, которые она содержит, и сектором, для которого она строится ( $p_1 > p_2$ ).

При условии, что контурные пиксели равномерно распределены по окрестности репера, вычисление статистики ограничено сектором  $S_w$  и тремя орбитами согласно условию (4), количество угловых расстояний, которые должны быть вычислены между контурными точками, составляет  $(R_{MP} - 1) \left( 3S_w K_p \pi R_{MP}^2 / (360 R_{MP}) \right)^2 = (R_{MP} - 1) (S_w K_p R_{MP})^2 / 1444$ . Тогда, для вычис-

ления угловых расстояний необходимо  $(R_{MP}-1)(S_W K_P R_{MP})^2 / 481$  целочисленных операций сложения,  $(R_{MP}-1)(S_W K_P R_{MP})^2 / 722$  целочисленных операций умножения,  $(R_{MP}-1)(S_W K_P R_{MP})^2 / 1444$  вещественных операций извлечения корня квадратного и столько же вещественных операций деления на репер. Для взвешивания статистики используется  $K_G$  дискретных значений одной из  $R_{MP}-2$  функций Гаусса с единичной площадью и различной шириной, постепенно уменьшающейся в направлении от репера к границам рассматриваемой окрестности. Формирование взвешенной гистограммы требует выполнения  $K_G (R_{MP}-1)(S_W K_P R_{MP})^2 / 1444$  вещественных операций сложения и столько же вещественных операций умножения на репер.

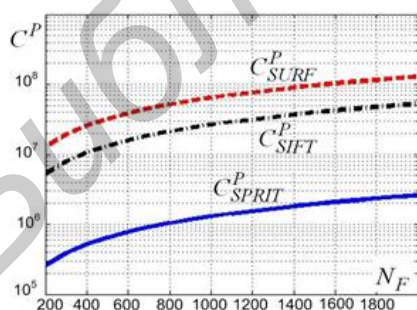
В результате данного алгоритма для каждого репера формируются 6 идентификаторов, каждый из которых может быть использован для поиска соответствия перекрывающихся изображений независимо, что обеспечивает инвариантность идентификации к параллаксу.

Для алгоритма *SPRIT* количество  $C_{SPRIT}^P(N_F)$  вещественных и целочисленных операций, выраженное в целочисленных операциях сложения, вычисляется с помощью выражения

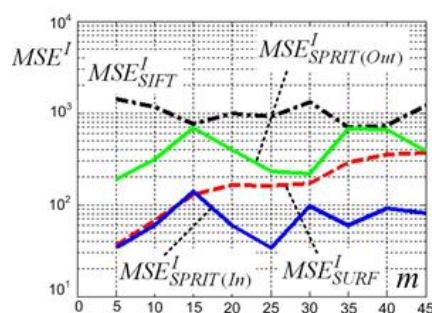
$$C_{SPRIT}^P(N_F) = N_F \left( K_P \pi R_{MP}^2 (5 + f_{FPIA} f_{FPSA}) + 1/481 + f_{FPIA} f_{FPSA} / 1444 + (R_{MP}-1)(S_W K_P R_{MP})^2 ((1 + f_{FPIM} f_{FPDM} / 2) / 722) \right), \quad (6)$$

где  $N_F$  – число реперов;  $f_{FPIA}$  – коэффициент, учитывающий вычислительную сложность вещественной операции сложения по отношению к целочисленной операции сложения;  $f_{FPIM}$  – коэффициент, учитывающий сложность вещественной операции умножения по отношению к целочисленной операции умножения;  $f_{FPSA}$  – коэффициент, учитывающий сложность вещественной операции извлечения корня квадратного по отношению к вещественной операции сложения;  $f_{FPDM}$  – коэффициент, учитывающий сложность вещественной операции деления по отношению к вещественной операции умножения.

На рис. 4 а приведены зависимости вычислительной сложности  $C_{SIFT}^P(N_F)$ ,  $C_{SURF}^P(N_F)$  и  $C_{SPRIT}^P(N_F)$  от числа  $N_F$  реперов при условии  $K_P = 0,07$  (определено экспериментально в результате усреднения по коллекции тестовых изображений с различной статистикой распределения яркости). Значения коэффициентов  $f_{FPIA} = 3$ ,  $f_{FPIM} = 0,6$ ,  $f_{FPSA} = 23,3$ ,  $f_{FPDM} = 7$  определены для процессора *Intel Pentium* [5]. Из рис. 4 а следует, что предложенный алгоритм *SPRIT* секторной параметризации реперов имеет в 18 раз и 43 раза меньшую вычислительную сложность по сравнению с методами *SIFT* и *SURF* соответственно.



а



б

Рис. 4. Оценка эффективности секторной параметризации реперов:

а – зависимости вычислительной сложности  $C^P$  этапа параметризации реперов от числа реперов;

б – зависимости ошибки  $MSE^I$  идентификации реперов от смещения видеокамеры

На рис. 4 б представлены зависимости среднеквадратической ошибки  $MSE^I$  идентификации реперов от величины  $m$  горизонтального смещения (в см) видеокамеры ( $MSE_{SPRIT(In)}^I$  – для In-сектора в алгоритме *SPRIT*; для метода *SIFT*;  $MSE_{SPRIT(Out)}^I$  – для Out-сектора в алгоритме *SPRIT*;  $MSE_{SIFT}^I$  – для метода *SIFT*;  $MSE_{SURF}^I$  – для метода *SURF*). Данные зависимости характеризуют устойчивость результатов параметризации реперов к параллаксу и получаются в результате сопоставления идентификаторов реперов на исходном изображении и изображениях, полученных при смещении видеокамеры. Из рис. 4 б следует, что алгоритм *SPRIT* секторной параметризации позволяет повысить стабильность идентификаторов в условиях параллакса до 10 раз и 4,4 раза по сравнению с методами *SIFT* и *SURF* соответственно.

### Оценка эффективности секторной идентификации реперов

Для оценки вычислительной сложности  $C^{LP}$  локализации и параметризации реперов на основе алгоритмов *HAS* (*HRT*, *ACMA*, *SPRIT*) ( $C_{HAS}^{LP}$ ) и методов *SIFT* ( $C_{SIFT}^{LP}$ ), *SURF* ( $C_{SURF}^{LP}$ ) предлагается использовать следующее выражение

$$C_A^{LP} = C_A^{PP}(YX) + C_A^L(k_A^{(L)}YX) + C_A^P(k_A^{(P)}YX), \quad (7)$$

где  $A$  – индекс, указывающий на алгоритм (метод) и принимающий значение из множества  $\{HAS, SIFT, SURF\}$ ;  $k_A^{(L)}$  и  $k_A^{(P)}$  – коэффициенты, определяющие отношение числа контурных точек и реперов соответственно, выделяемых с помощью алгоритма  $A$ , к общему количеству  $YX$  пикселей изображения.

Оценка вычислительной сложности идентификации реперов для алгоритмов *HAS* ( $C_{HAS}^I$ ) и методов *SIFT* ( $C_{SIFT}^I$ ), *SURF* ( $C_{SURF}^I$ ) производится с помощью выражений

$$C_A^I = 9R_A(k_A^{(P)}YX)^2, \quad (8)$$

где  $R_A$  – число элементов в идентификаторах для алгоритма  $A$ .

Для алгоритмов *HAS* и методов *SIFT*, *SURF* в табл. 1 приведены значения  $k_A^{(L)}$ ,  $k_A^{(P)}$ ,  $C_A^{LP}$  и  $C_A^I$  для тестового ландшафтного изображения. Из табл. 1 следует, что алгоритмы *HAS* обеспечивают по сравнению с методом *SURF* уменьшение до 5,5 раз вычислительной сложности локализации и параметризации реперов и до 4 раз вычислительной сложности идентификации реперов. По отношению к методу *SURF* суммарная вычислительная сложность  $C^{LP} + C^I$  секторной локализации, параметризации и идентификации реперов уменьшается в 4 раза.

Таблица 1. Вычислительная сложность локализации, параметризации и идентификации реперов

Алгоритмы (методы)	$k_A^{(L)}$	$k_A^{(P)}$	$C_A^{LP} \times 10^8$	$C_A^I \times 10^8$
<i>HAS</i>	0,1361	0,0018	0,023	0,991
<i>SIFT</i>	0,0095	0,0021	64,933	1,598
<i>SURF</i>	0,2116	0,0044	0,128	3,508

Для алгоритмов *HAS* и методов *SIFT*, *SURF* в табл. 2 приведены зависимости числа  $N_i(m)$  идентифицированных и  $\tilde{N}_i(m)$  неидентифицированных реперов от сдвига  $m$  видеокамеры по горизонтали, полученные с помощью метода *RANSAC* [7]. Из табл. 2 следует, что с увеличением смещения видеокамеры число ( $N_i(m) + \tilde{N}_i(m)$ ) реперов на этапе идентификации для методов *SIFT* и *SURF* резко сокращается, а для предложенных алгоритмов *HAS* секторной локализации и параметризации остается примерно постоянным. Алгоритмы *HAS* обеспечивают минимальное значение  $R_{HAS}$  отношения дисперсий величин  $N_i(m)$  и  $\tilde{N}_i(m)$  ( $R_{HAS} = 0,25$ ) по сравнению с *SIFT* ( $R_{SIFT} = 0,63$ ) и *SURF* ( $R_{SURF} = 1,98$ ), характеризующее устойчивость идентификации реперов к параллаксу. Из табл. 2 следует, что при сдвиге видеокамеры до 45 см сек-

торная идентификация реперов на базе алгоритмов *HAS* в 2,5 раза и в 8 раз более устойчива к параллаксу по сравнению с идентификацией на базе методов *SIFT* и *SURF* соответственно.

Таблица 2. Значения  $\frac{N_I(m)}{\tilde{N}_I(m)}$  числа идентифицированных и неидентифицированных реперов

Алгоритмы, методы	Значения сдвига $m$ видеокамеры, см								
	5	10	15	20	25	30	35	40	45
<i>HAS</i> ( $R_{HAS} = 0,25$ )	$\frac{82}{307}$	$\frac{33}{263}$	$\frac{40}{234}$	$\frac{22}{277}$	$\frac{24}{491}$	$\frac{31}{501}$	$\frac{32}{385}$	$\frac{41}{466}$	$\frac{30}{423}$
<i>SIFT</i> ( $R_{SIFT} = 0,63$ )	$\frac{52}{169}$	$\frac{43}{210}$	$\frac{26}{191}$	$\frac{33}{162}$	$\frac{19}{198}$	$\frac{18}{192}$	$\frac{12}{217}$	$\frac{8}{181}$	$\frac{10}{147}$
<i>SURF</i> ( $R_{SURF} = 1,98$ )	$\frac{271}{171}$	$\frac{225}{148}$	$\frac{162}{132}$	$\frac{139}{120}$	$\frac{77}{108}$	$\frac{60}{96}$	$\frac{73}{115}$	$\frac{56}{91}$	$\frac{53}{61}$

### Заключение

Предложены алгоритмы секторной локализации и параметризации реперов полутонных изображений в вейвлет-области, основанные на использовании угловых коэффициентов для описания локальной контурной структуры в окрестности репера на исходном изображении и его аппроксимированных вейвлет-образах. Показано, что предложенные алгоритмы обеспечивают уменьшение вычислительной сложности локализации, параметризации и идентификации реперов в 4 раза по сравнению с методом *SURF* и повышение стабильности идентификации при параллаксе в 2,5 раза по сравнению с методом *SIFT*.

### SECTOR LOCALIZATION, PARAMETERIZATION AND IDENTIFICATION OF REFERENCE POINTS BASED ON CORNER COEFFICIENTS FOR ALIGNING THE OVERLAPPING IMAGES

O.J. AL-FURAIJI, V.K. KANAPELKA, V.YU. TSVIATKOU

### Abstract

Algorithms of sector localization and parameterization of reference points in the wavelet domain for aligning the overlapping images based on the utility of corner coefficients to describe the contour structure in the vicinity of the reference point are proposed. It is shown that these algorithms compared to the methods of SIFT and SURF provide a reduction in the computational complexity of localization and parameterization of reference points and increase the stability of their descriptors at parallax.

### Список литературы

1. Lowe D.G. // International Journal of Computer Vision. 2004, Vol. 60, № 2. P. 91–110.
2. H. Bay, et. al // Computer Vision and Image Understanding. 2008, Vol. 110, № 3. P. 346–359.
3. Малла С. Вэйвлеты в обработке сигналов. М., 2005.
4. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М., 2005.
5. Fog A. Optimization manuals, 4th, Instruction tables: Lists of instruction latencies, throughputs and micro-operation. Copenhagen University College of Engineering. 2012.
6. Аль-Фурайджи О.Дж., Спичекова Н.В. // Сб. междунар. научн.-техн. семинара. Телекоммуникации: сети и технологии, алгебраическое кодирование и безопасность данных. 2010. С. 51–56.
7. Fischler M.A., Bolles R.C. // Communications of the ACM. 1981., Vol. 24, № 6. – P. 381–395.





## ПРАВИЛА ОФОРМЛЕНИЯ РУКОПИСЕЙ, НАПРАВЛЯЕМЫХ В РЕДАКЦИЮ ЖУРНАЛА «ДОКЛАДЫ БГУИР»

1. К публикации принимаются материалы, касающиеся результатов **оригинальных научно-технических исследований и разработок, не опубликованные и не предназначенные для публикации в других изданиях**. Тематика представляемого материала должна соответствовать рубрикам журнала (электроника, радиопизика, радиотехника, информатика).

2. Статьи должны быть написаны в сжатой и ясной форме и содержать: соответствующий индекс УДК; название на русском и английском языках; инициалы и фамилии авторов на русском и английском языках; полное название учреждений (с указанием адреса), в которых выполнялось исследование; ключевые слова (до 10 слов) на русском языке; аннотацию на русском и английском языках (3–5 предложений); рекомендуется стандартизировать текст статьи, используя подзаголовки **введение, теоретический анализ, методика, экспериментальная часть, результаты и их обсуждение, заключение, литература**.

3. Статья представляется на листах формата А4 в двух экземплярах с одиночным интервалом между строками и в электронном виде файлом формата MS Word (\*.doc). Также необходимо представить *акт экспертизы* о возможности опубликования статьи в открытой печати.

### **Объем статей (и иллюстраций, содержащихся в статье):**

для оригинальной статьи – не более 7 страниц и 8 иллюстраций, для краткого сообщения – не более 2 страниц и 2 иллюстраций.

4. При наборе текста используются шрифты – Times New Roman и Symbol, размер 11 pt. Устанавливаемый размер бумаги – А4 210×297 мм. Поля слева, справа, сверху и снизу – по 25 мм.

**Формульные выражения** выполняются только в MathType, стиль «Математика», шрифты Times New Roman и Symbol, размер 11 pt, математические функции и цифры набираются прямым начертанием.

### **Рисунки выполняются в соответствии со следующими требованиями:**

- рисунок должен быть оформлен как графический объект;
- буквенные и цифровые обозначения на рисунках по начертанию и размеру должны соответствовать обозначениям в тексте статьи;
- размер рисунка – не более 15×20 см, желательно в портретной ориентации;
- текстовая информация и условные обозначения выносятся из рисунка в текст статьи или подрисуночные подписи.

Сканированные фотографии или выполненные в графических редакторах иллюстрации должны быть представлены в виде черно-белых или полутоновых графических файлов форматов \*.jpg, \*.tif, \*.bmp с разрешением 300 dpi.

**Все иллюстрации** сопровождаются подрисуночными подписями. Их следует помещать в виде самостоятельных абзацев после ссылок на иллюстрации в тексте статьи. Подрисуночные подписи обязательно должны включать в себя название иллюстрации и при необходимости могут содержать условные обозначения.

6. Термины и определения, единицы физических величин, употребляемые в статье, должны соответствовать действующим ГОСТам.

7. Математические функции и цифры набираются прямым начертанием. Латинские буквы набираются курсивом, греческие символы остаются прямыми.

8. Формулы в тексте следует нумеровать подряд в круглых скобках. Нумеровать рекомендуется те формулы, на которые имеются ссылки в последующем тексте.

9. Ссылки на литературу приводятся в порядке их появления в тексте статьи и заключаются в квадратные скобки; цитирование двух или более работ под одним номером не допускается.

10. Подстрочные замечания отмечаются звездочками.

Адрес для пересылки рукописей в электронной форме и переписки с редакцией: [doklady@bsuir.by](mailto:doklady@bsuir.by).