

---

---

# 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, 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, 6, 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>Воробьева А.И., Сокол В.А.</b> Основные закономерности процесса анодирования двухслойных тонкопленочных композиций алюминия и тантала .....	5
<b>Столер Д.В., Пулко Т.А., Борботько Т.В., Гурский А.Л., Ржецкий Н.В.</b> Влияние содержания порошкообразного наполнителя в композиционных материалах на их оптические свойства .....	12
<b>Романов А.В., Охрименко А.Е., Музычин М.М.</b> Адаптивная юстировка для формирования и управления диаграммой направленности приемной цилиндрической ФАР .....	16
<b>Листопад Н.И., Олизарович Е.В.</b> Модели функционирования «облачной» компьютерной системы..	23

<b>Гапоненко Н.В.</b> Рентгенолюминесценция тербия в ксерогеле оксида алюминия, сформированного в порах анодного оксида алюминия .....	30
<b>Крупнов Ю.П.</b> О применении «антивязкости» для разностной схемы первого порядка .....	34
<b>Забеньков И.И.</b> Синтез структурной схемы и системный расчет аппаратуры аварийного поиска беспилотного летательного аппарата .....	38
<b>Ашамис А.О., Бригидин А.М.</b> Шумовые характеристики генератора СВЧ на диоде Ганна с внешней дополнительной обратной связью .....	44
<b>Парахневич А.В., Солонар А.С., Горшков С.А.</b> Фильтрация посредством выборки весовых коэффициентов. Обобщенный фильтр частиц (particle filter) .....	49
<b>Дворников О.В., Чеховский В.А., Дятлов В.Л., Богатырев Ю.В., Ластовский С.Б.</b> Влияние гамма-излучения на элементы аналоговых интегральных схем .....	56
<b>Касинский Н.К., Томаль В.С., Демидович Т.И., Петлицкая Я.В.</b> Получение равномерных по толщине вакуумных металлodieлектрических покрытий на крупногабаритных оптических деталях, диаметр которых соизмерим с диаметром вакуумной камеры .....	63
<b>Давыдов Г.В., Каван Д.М.</b> Модель канала утечки речевой информации .....	67
<b>Утин Л.Л., Кред Х.М., Сабериан М.А.</b> Обоснование применения средств защиты информации от утечки по радиоканалам .....	73
<b>Гринкевич В.И., Лазаренко В.Е.</b> Оценка возможностей дистанционного зондирования земли РСА космического базирования на примере спутника FIA Radar-180 .....	79
<b>Давыдов М.В., Осипов А.Н., Кистень О.В., Евстигнеев В.В., Давыдова Н.С., Меженная М.М., Кузнецов Д.Ф.</b> Моделирование магнитотерапевтического воздействия на ткани мозга человека .....	85
<b>Нестор Алфредо Салас Валор, Конопелько В.К., Королев А.И.</b> Схемы неравномерного кодирования информации двумерными кодами .....	91
<b>Кураев А.А., Синицын А.К.</b> Радиальный клиноорotron .....	98
<b>Лукьянец С.В., Микулич А.Г., Сергиеня С.И.</b> Имитационное моделирование работы станции испытаний стиральных машин .....	105
<b>Бобов М.Н., Мохаммед Ф.О.</b> Адаптивное управление межсетевым экраном .....	109

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

Редактор Т. В. МИРОНЕНКО  
Компьютерный дизайн и вёрстка Е. Г. МАКЕЙЧИК

Подписано в печать 30.04.2012. Формат 60×84 1/8. Гарнитура "Таймс". Бумага офсетная.  
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 14,18. Уч.-изд. л. 12,7. Тираж 125 экз. Заказ 203.  
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>Vorobjova A.I., Sokol V.A.</b> The basic laws of anodizing process of two-layer thin-film compositions of aluminium and tantalum .....	5
<b>Stoler D.V., Pulko T.A., Borbotko T.V., Gurskii A.L., Rzhetskii N.V.</b> Agency of the content of powdery filler in composites on their optical properties.....	12
<b>Romanov A.V., Okhrimenko A.E., Muzichin M.M.</b> The adaptive correction for forming and control of direction diagram of receiving cylindrical phased array.....	16
<b>Listopad N.I. Olizarovich E.V.</b> Functioning models of the clouds computing systems .....	23
<b>Gaponenko N.V.</b> Terbium luminescence under X-rays from alumina xerogel fabricated in the pores of anodic alumina.....	30
<b>Krupnov Yu.P.</b> On the application of «antiviasnost» for the difference scheme of first order .....	34
<b>Zabenkov I.I.</b> Designing ILS of the emergency UAV search .....	38
<b>Ashames A.O., Brigidin A.M.</b> Noise characteristics of microwave generator on Gunn diode with an external additional feedback.....	44
<b>Parakhnevich A.V., Solonar A.S., Gorshkov S.A.</b> Sequential importance sampling filtering. Generic particle filter .....	49
<b>Dvornikov O.V., Tchekhovski V.A., Diatlov V.L., Bogatyrev Yu.V., Lastovski S.B.</b> Influence of gamma radiation on analog IC-elements .....	56

<b>Kasinski N.K., Tomal V.C., Dzemidovich T.I., Petlitskaya Y.V.</b> Reception of vacuum metal-dielectric thin-films, those have uniform thickness on large-sized optical details, which diameter can be comparable with the diameter of vacuum chamber.....	63
<b>Davydau H.V., Kavan D.M.</b> Model of speech information leakage channel.....	67
<b>Utsin L.L., Kriad H.M., Saberian M.A.</b> Substantiation of the application of protection tools against information leakage via electromagnetic radiation emanation.....	73
<b>Grinkevich V.I., Lazarenko V.E.</b> Evaluation of opportunities of space radar systems for remote sensing of the earth on the example of the FIA Radar-1 satellite.....	79
<b>Davydov M.V., Osipov A.N., Kistsen V.V., Evstigneev V.V., Davydova N.S., Mezhennaia M.M., Kuznetsov D.F.</b> Modeling of transcranial magnetotherapy exposure on brain tissues.....	85
<b>Salas Valor Nestor Alfredo, Konopelko V.K., Korolev A.E.</b> Unequal error protection coding schemes of information by two-dimensional codes.....	91
<b>Kurayev A.A., Sinitsyn A.K.</b> The radial klinoorotron.....	98
<b>Lukjanets S.V., Mikulich A.G., Sergienia S.I.</b> Simulation of the test station of washing machines....	105
<b>Bobof M.N., Mohammed F.O.</b> Adaptive control of firewall screening,.....	109

**ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОФИЗИКА, РАДИОТЕХНИКА, ИНФОРМАТИКА**

УДК 621.794.61

**ОСНОВНЫЕ ЗАКОНОМЕРНОСТИ ПРОЦЕССА АНОДИРОВАНИЯ  
ДВУХСЛОЙНЫХ ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ КОМПОЗИЦИЙ АЛЮМИНИЯ И  
ТАНТАЛА**

А.И. ВОРОБЬЕВА, В.А. СОКОЛ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь**Поступила в редакцию 30 ноября 2011*

Определены основные закономерности процесса анодирования двухслойных тонкопленочных композиций алюминия и тантала. Приведены результаты исследований композитных анодных оксидных пленок с помощью электронной микроскопии, хроновольтамперометрии и инфракрасной спектроскопии.

*Ключевые слова:* тонкопленочные композиции, анодирование, анодные оксидные пленки, порядок катионов.

**Введение**

Анодные оксидные пленки (АОП) алюминия, тантала и их композиций нашли широкое применение в качестве диэлектрика тонкопленочных конденсаторов (ТПК). Совместное использование пленок алюминия и тантала позволяет создавать ТПК с двухслойным диэлектриком [1], RC-схемы с термокомпенсацией [2], схемы, содержащие встроенные в многоуровневую металлизацию пассивные элементы [3]. По мере расширения областей применения композитных анодных оксидных пленок в микро- и нанoeлектронике [4], возрастает необходимость детального исследования основных закономерностей процесса анодирования многослойных тонкопленочных композиций (МТК), а также микроструктуры и электрофизических свойств полученных композитов. Физико-химическая сущность механизма анодирования многослойных тонкопленочных композиций (МТК) практически не изучена. Противоречивы данные о структуре и свойствах комбинированных оксидов, что обусловлено сложностью их строения и разнообразием условий получения. В связи с этим представляет интерес исследование основных закономерностей формирования композитных анодных оксидных пленок, а также качественный и количественный анализ АОП, полученных анодированием МТК.

Данная работа обобщает результаты исследований процесса анодирования двухслойных тонкопленочных композиций алюминия и тантала с помощью электронной микроскопии (ЭМ), хроновольтамперометрии (ХВА) и инфракрасной спектроскопии (ИК-спектроскопии).

**Методика**

Экспериментальные образцы представляли собой двухслойные тонкопленочные композиции алюминия и тантала, осажденные на стандартные ( $6,0 \times 4,8 \text{ см}^2$ ) ситалловые или Si/SiO<sub>2</sub> (диаметр 76 мм) подложки в различной последовательности: тантал на алюминии (композиция 1) и алюминий на тантале (композиция 2).

Поликристаллические пленки Al толщиной в диапазоне (500–1500) нм и Ta толщиной в диапазоне (30–200) нм с размерами зерен порядка толщины слоев наносились электронно-

лучевым или магнетронным распылением отдельно или в едином вакуумном цикле. Вакуум при распылении Ta составлял  $1,3 \cdot 10^{-3}$  Па, температура подложки – 523 К, скорость осаждения –  $(1,0 \pm 0,2)$  нм/с. На охлажденные до 423 К подложки в вакууме  $1,4 \cdot 10^{-4}$  Па осаждали Al со скоростью  $(5,0 \pm 0,5)$  нм/с. Толщину пленки Ta контролировали по свидетелю, пленки Al – кварцевым датчиком.

Анодирование образцов с композицией 1 (тантал на алюминии) проводили в одном электролите (1%-ный водный раствор лимонной кислоты) в комбинированном режиме: сначала при постоянной скорости развертки напряжения до напряжения формовки, затем при этом напряжении в течение определенного времени.

Процесс пористого анодирования слоя алюминия на тантале (композиция 1) проводили в комбинированном режиме в электролитах для пористого анодирования (водные растворы серной, щавелевой и ортофосфорной кислот) при различных напряжениях анодирования. После сквозного окисления пленки алюминия продолжали анодное окисление в электролите для плотного анодирования (1%-ный водный раствор лимонной кислоты) в режиме развертки напряжения с постоянной скоростью (от 0,5 до 1,0 В/с) до напряжения формовки (150–250 В).

Управление параметрами процессов анодирования осуществляли с использованием потенциостата П-5827. В ходе анодирования производили синхронную запись изменения основных параметров (напряжения и тока анодирования) во времени, хроновольтамперометрических (ХВА) диаграмм с использованием специально разработанной установки [5].

Микроструктуру полученных композитных пленок изучали с помощью электронного микроскопа JEM-T6 и сканирующих электронных микроскопов JSM-840, JSM-35 с применением селективного химического травления аморфного пористого оксида алюминия в горячей фосфорно-хромовой смеси и концентрированной соляной кислоте.

ИК-спектры отражения  $R(\nu)$  исследуемых образцов получали с помощью отражательного устройства на спектрофотометре Specord 751R с компенсационным самописцем К-201 в диапазоне волновых чисел  $\nu=400-4000$   $\text{см}^{-1}$ . Угол падения луча с плоскостью образца равнялся  $\sim 20$  град, а спектральное разрешение соответствовало  $\pm 1$   $\text{см}^{-1}$ .

### Экспериментальные результаты и их обсуждение

На рис. 1 приведены ХВА-зависимости для процесса одновременной анодной обработки тонкопленочной композиции типа 1: Ta ( $55 \pm 5$  нм) на Al ( $1000 \pm 5$  нм) – кривые 1 и 3. На этом же рисунке для сравнения приведена зависимость тока от времени при сквозном анодировании пленки Ta той же толщины в том же режиме без подслоя алюминия – (кривая 2).

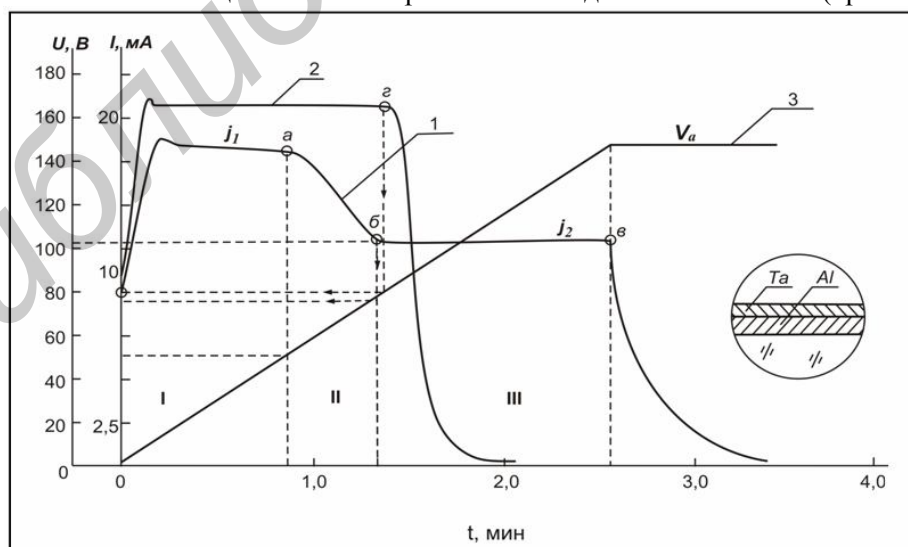


Рис. 1. ХВА-зависимости для процесса одновременной анодной обработки тонкопленочной композиции типа 1: Ta ( $55 \pm 5$  нм) на Al ( $1000 \pm 5$  нм)

Точки *a* и *z* соответствуют началу сквозного окисления Ta на подслое Al и на ситалловой подложке соответственно. Очевидным является то, что напряжение сквозного анодирования

ния пленки тантала на Al примерно в (1,2–1,5) раза меньше, чем Ta на ситалле. Причем, чем тоньше пленка Ta, тем значительнее разница в напряжениях сквозного анодирования. Из этих зависимостей видно, что при приближении фронта анодирования к границе с алюминием ток почти линейно уменьшается, несмотря на то, что напряжение продолжает расти с постоянной скоростью. Известно, что при постоянной плотности тока падение напряжения на АОП возрастает линейно с увеличением ее толщины [6]. Если же поддерживать постоянной величину  $dU/dt$  (например, задавая постоянную скорость развертки потенциала), то плотность тока также будет постоянной и пропорциональной скорости развертки потенциала.

При анодировании двухслойной тонкопленочной композиции Ta на Al плотность тока при переходе от слоя Ta к слою Al уменьшается от одного постоянного значения  $j_1$  (в зоне I) до другого  $j_2$  (в зоне III). Это связано с тем, что анодный оксид Ta оказывает меньшее сопротивление прохождению ионного тока, чем анодный оксид алюминия [7]. Однако в пределах каждого слоя плотность тока постоянна, а отношение  $j_2/j_1$  равно отношению напряженностей электрического поля в точках *a* и *b* кинетической кривой. Чтобы получить это отношение, рассмотрим самое общее определение напряженности электрического поля:  $E = dU/dh \approx \Delta U/\Delta h$ , где  $\Delta U$  – изменение напряжения при изменении толщины оксида на  $\Delta h$ . Увеличение толщины оксида Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> на каждый вольт формовочного напряжения (постоянная анодирования для Ta) составляет 1,7 нм/В [8], следовательно, напряженность электрического поля в точке *a* равна:  $E_1 = 1 \text{ В}/1,7 \text{ нм} = 5,9 \cdot 10^8 \text{ В/м}$ .

Прирост толщины оксида алюминия Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> на каждый вольт формовочного напряжения (постоянная анодирования Al) – 1,4 нм/В [9], следовательно, напряженность электрического поля в точке *b* составляет:  $E_2 = 1 \text{ В}/1,4 \text{ нм} = 7,14 \cdot 10^8 \text{ В/м}$ . Отношение  $E_1$  к  $E_2$  равно 0,83 для  $dU/dt = 1 \text{ В/с}$ . Это значение несколько больше отношения  $j_2/j_1 = 0,79$ , что является результатом допускаемой при приближенных расчетах аппроксимацией производной  $dU/dh$  выражением для конечных приращений  $\Delta U/\Delta h$ . Учет этой погрешности вызывает затруднения, так как для численных оценок необходимо знать вид функции  $U(h)$  при произвольном изменении  $U$ . Она всегда имеет положительный знак, т.е. замена производной отношением конечных приращений (отрезков) приводит к завышению рассчитанного значения отношения  $E_1$  к  $E_2$ .

Исходя из полученных результатов, можно предположить следующую последовательность образования анодной пленки из МТК данного типа. Сначала происходит окисление тантала (зона I на рис. 1). Известно, что перенос заряда при этом осуществляется как ионами Ta, так и ионами кислорода. Оксид образуется на границах раздела металл (Me)/АОП и АОП-электролит [6]. Частичная замена ионов Ta ионами Al приводит к постепенному уменьшению ионного тока до нового установившегося значения (зона II на рис. 1). Как только фронт анодирования подходит к пленке Al, оксид может расти либо за счет миграции только ионов кислорода (переход 1), либо за счет встречной миграции ионов Al (переход 2) и кислорода (переход 1). Согласно экспериментально полученному профилю распределения основных компонентов в данной АОП, приведенному в одной из предыдущих работ [10], оксид алюминия на поверхности образца не образуется. Т.е. разрешенными являются только переходы 1. Таким образом, при данном расположении слоев порядок катионов при анодировании не нарушается.

Анодирование композиции типа 2 (Al на Ta) представляет наибольший интерес, так как дает возможность получения нанокомпозитов для различных применений. На рис. 2 представлены ХВА-зависимости для процесса одновременной анодной обработки тонкопленочной композиции типа 2: Al (1000 ± 5 нм) на Ta (200 ± 5 нм) в 4%-ном водном растворе ортофосфорной кислоты – кривые 1, 3 в сравнении с обычным пористым анодированием Al той же толщины в том же режиме – кривые 2, 4.

Исходя из приведенных зависимостей видно, что процесс состоит из двух стадий: сквозного пористого анодирования пленки алюминия и плотного анодирования пленки Ta (в том же или другом электролите) через поры в пористой АОП Al. Переход от одного слоя к другому наглядно фиксируется по ХВА-диаграммам. В области линейной развертки напряжения (зона I) зависимости 1 и 2 почти не отличаются, так как соответствуют обычному пористому анодированию алюминия.

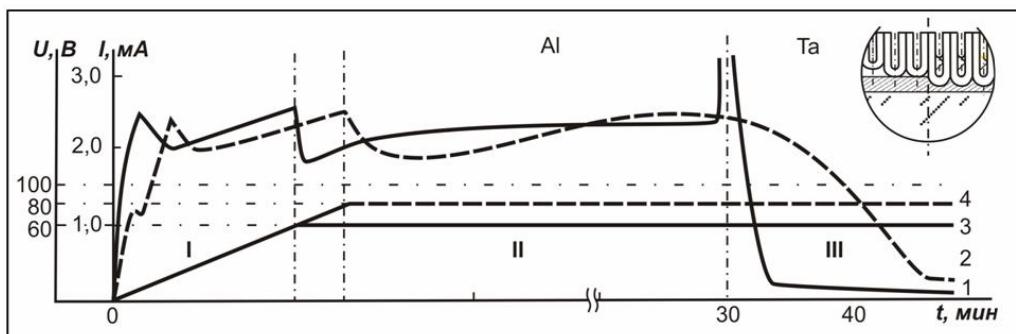


Рис. 2. ХВА-зависимости для процесса одновременной анодной обработки тонкопленочной композиции типа 2: Al ( $1000 \pm 5$  нм) на Ta ( $200 \pm 5$  нм)

В области постоянного напряжения (зона II) влияние тонкого подслоя Ta почти не сказывается, и только в области сквозного окисления алюминия (зона III) при подходе фронта анодирования к пленке Ta наблюдается резкое увеличение тока на кривой тока 1. В этой области при обычном сквозном пористом анодировании алюминия (кривая 2) имеет место плавный спад тока до значения остаточного тока в сформированном пористом оксиде алюминия. Возрастание тока при неизменной напряженности электрического поля может быть связано с увеличением плотности тока, так как реальная площадь поверхности пористой АОП Al с этого момента изменяется в сторону уменьшения за счет заполнения пор растущим оксидом  $Ta_2O_5$ .

Кроме того, снижение уровня энергии активации для ионов Ta при переходе в барьерный слой  $Al_2O_3$  связано с тем, что формирование АОП алюминия происходило при напряженности электрического поля большей, чем та, которая необходима для формирования  $Ta_2O_5$ . Т. е. удельное сопротивление АОП уменьшается при переходе от Al к танталу.

Из работ [7, 11] известно, что если удельное сопротивление АОП подслоя меньше удельного сопротивления АОП верхнего металла, то порядок катионов изменяется. Это соответствует появлению оксида металла подслоя на границе АОП-электролит. Так как в данном случае АОП верхнего металла представляет собой пористый оксид  $Al_2O_3$  сравнительно большой толщины ( $\geq 1200$  нм), АОП металла подслоя формируется частично под пористым  $Al_2O_3$ , частично в порах  $Al_2O_3$  над барьерным слоем ячеек.

На рис. 3 показаны РЭМ-фотографии поверхности (а, б) и скола (в) двухслойной композиции Al на Ta после анодирования и селективного травления  $Al_2O_3$ .

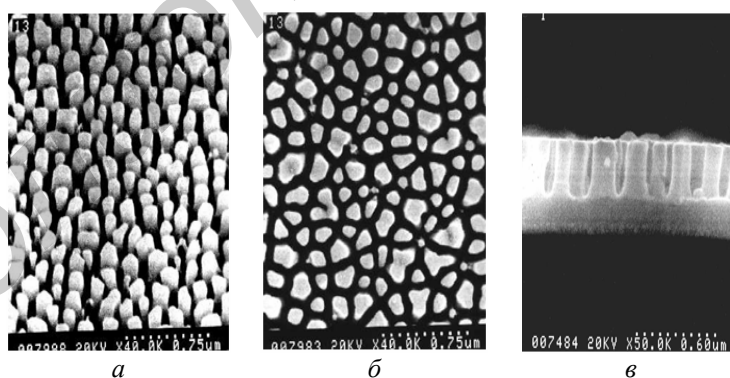


Рис. 3. РЭМ-фотографии поверхности (а, б) и скола (в) двухслойной композиции Al на Ta после анодирования и селективного травления  $Al_2O_3$

Выявлены детали структуры в форме столбиков  $Ta_2O_5$ , имеющие легко измеряемые и довольно однородные геометрические размеры. Пленки  $Al_2O_3$  имеют классическую ячеистую структуру с порой в центре каждой ячейки. Согласно ИК-исследованиям стенки ячеек состоят из аморфного оксида алюминия. В поперечном сечении окисные ячейки являются многогранниками неправильной формы. Полусферические основания ячеек отчетливо видны на угольных репликах поверхности после анодирования пленки Al и селективного травления пленки  $Al_2O_3$ , а также на РЭМ-изображениях поверхности после аналогичной обработки.

Размеры ячеек пропорциональны напряжению формовки пористого оксида. Центральная часть ячеек в поре заполнена аморфной пятиокисью тантала, дифракционная картина кото-



рой в результате кристаллизации под пучком электронов отвечает орторомбической  $\beta$ - $\text{Ta}_2\text{O}_5$  с параметрами  $a = 6,18$ ,  $b = 3,66$  и  $c = 3,88$ . Глубина заполнения поры оксидом тантала пропорциональна напряжению формовки при плотном анодировании и зависит также от режимов проведения конечной стадии процесса сквозного окисления пленки алюминия.

Методом линейного анализа по площадям [12] были проанализированы микрофотографии поверхности и сколов полученных микротекстурированных слоев. Определены основные параметры столбиковых структур и зависимость этих параметров от условий анодирования.

Для определения состояния алюминия в оксидах сложного состава были изучены ИК-спектры в области характеристического решеточного поглощения Al–O связи. ИК-спектры, приведенные на рис. 4, характеризуются наличием полос поглощения в областях 590–650, 780–835, 900–960, 1150, 1500–1600 и 475–500  $\text{см}^{-1}$ . Спектры исследованы в диапазоне волновых чисел 400–2000  $\text{см}^{-1}$  из-за отсутствия каких-либо заметных полос при  $\nu > 2000 \text{ см}^{-1}$ . Так для АОП барьерного типа, полученных из первой композиции, не фиксируется водородная связь  $\text{OH}^-$  ( $3500 \text{ см}^{-1}$ ), характеризующая степень гидратации.

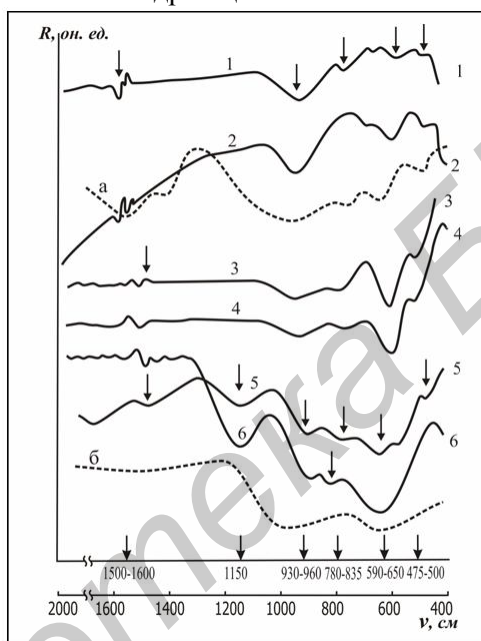


Рис. 4. ИК-спектры отражения оксидов алюминия и композиций алюминия с танталом

Полосу 475–500  $\text{см}^{-1}$  относят к признакам первичного бемита [13]. Слабая размытая полоса с максимумом при 800–835  $\text{см}^{-1}$  является признаком наличия кристаллической модификации  $\gamma$ - $\text{Al}_2\text{O}_3$  и относится к вторичным образованиям в анодных оксидах. Поглощение при 1150  $\text{см}^{-1}$  связано с возбуждением колебаний фосфат-ионов  $\text{PO}_4^{3-}$ . Полосы поглощения 930–960  $\text{см}^{-1}$  и 600–650  $\text{см}^{-1}$  (проявления валентных колебаний) характерны для всех образцов и наиболее сильно выражены в спектрах АОП толщиной около 0,5  $\mu\text{м}$ . Имеет место сходство между R-спектрами АОП алюминия барьерного типа и АОП двухслойных композиций, что говорит об идентичности их фазового состава.

Изложенное позволяет считать, что непосредственным продуктом электрохимического окисления исследуемых композиций является аморфный оксид алюминия, который содержит воду (в молекулярной и связанной форме), производные электролита и структурированные формы оксидов алюминия и тантала. Спектры АОП сложных по составу композиций, (кривые 1, 2, 5 на рис. 4) всегда имеют признаки анодного оксида алюминия, полученного в тех же электролитах, но не являются адаптивной суммой спектров монофаз, каких бы то ни было оксидных, или других модификаций алюминия и тантала. Это следует из сравнения кривых 1, 2, 5 с кривыми 3, 4, 6, а также с литературными данными (штриховые кривые *a* и *б*) [13–15].

Имеет место явное отличие наклона спектров в диапазоне от 400 до 1000  $\text{см}^{-1}$  и от 1000 до 2000  $\text{см}^{-1}$ , что можно объяснить присутствием различного количества аморфной составляющей оксида  $\text{Al}_2\text{O}_3$ , кристаллических включений  $\gamma$ - $\text{Al}_2\text{O}_3$  и частичным изменением состояния алюминия в оксидных пленках сложных композиций.

Ослабление поглощения при  $\nu_i^*$  в спектрах барьерных пленок и смещение в область более низких частот может быть связано с влиянием большей диэлектрической постоянной металла, и по мере того, как пленка достигает определенной толщины, достаточной для эффективного экранирования от металлической поверхности, эта полоса усиливается (спектры 3, 4). Влияние показателя преломления на положение, форму и интенсивность полос в R-спектрах тонких АОП на металлических основаниях подробно рассмотрено в [14]. Согласно этой работе, интенсивность поглощения при  $960 \text{ см}^{-1}$  зависит от общей толщины пленки, а не от толщины барьерного слоя. Толщина последнего (спектры 1, 2, 5) примерно одинакова и составляет 300 нм, а для пленок, полученных в ортофосфорной кислоте (спектры 5 и 6), – 60 нм, при общей толщине пленки больше 500 нм. В силу этого поглощение при  $960 \text{ см}^{-1}$  наиболее выражено для толстых пористых слоев и в наименьшей степени для АОП Та на Al. Поглощение на частоте  $650 \text{ см}^{-1}$  также наиболее выражено для более толстых пористых пленок независимо от толщины барьерного слоя. Следовательно, цепочка Al–O–Al является главной структурной единицей как пористых, так и барьерных АОП на алюминии и его композициях с танталом.

### Заключение

Установлены основные закономерности процесса анодирования двухслойных тонкопленочных композиций алюминия и тантала при различной последовательности их осаждения на подложки. Изучены условия формирования композитных анодных оксидных пленок различного состава и проведен качественный и количественный анализ АОП, полученных анодированием МТК.

Анализируя полученные методами ХВА результаты установлено, что при анодировании композиций Та и Al наглядно фиксируются переходы из слоя в слой по вольтамперограммам. При анодировании композиции Та на Al порядок катионов не нарушается, оксид алюминия на поверхности АОП не образуется; четкой границы раздела между оксидами Та и Al для этой композиции не наблюдается. При анодировании композиции Al на Та порядок катионов изменяется; над барьерным слоем ячеек пористого оксида алюминия образуется пленка оксида тантала, которая заполняет поры оксида алюминия. Таким образом, формируется композитная оксидная пленка, состоящая из двух материалов: оксида алюминия и оксида тантала стехиометрического состава.

На основании проведенных электронно-микроскопических исследований установлена взаимосвязь структуры композитных оксидных пленок с условиями их получения. Определены закономерности роста столбиков  $\text{Ta}_2\text{O}_5$  в порах пористого АОА. Оценка геометрических размеров ячеек оксида  $\text{Al}_2\text{O}_3$  и столбиков  $\text{Ta}_2\text{O}_5$  методами линейного анализа по площадям [12] подтверждает теоретические предпосылки Келлера и его сторонников, а также результаты расчетов, приведенные в [16]. На основании полученных результатов предложен механизм заполнения пористого оксида при двухстадийном анодировании.

Методом ИК-спектроскопии показано, что общность состава анодных оксидов алюминия и его композиций с танталом, сформированных в различных электролитах, обнаруживается по следующим его составляющим: аморфной основе оксида, первичного бемита и  $\gamma\text{-Al}_2\text{O}_3$ . Специфика оксидов проявляется в наличии различных соотношений указанных составляющих, производных электролита формирования и кристаллических модификаций оксида тантала.

Исследованные тонкопленочные композитные материалы могут быть использованы при изготовлении различных наноструктур: наноточки, нанонити, нанотрубки [17, 18]. Такие наноструктуры предлагается использовать при разработке наноприборов нового поколения, таких как энергоаккумулирующие системы [19], химические и биохимические сенсоры [20], магнитные запоминающие устройства и наноэлектроды для исследования электрохимических процессов в нанометрическом диапазоне [21] и др.

---

\*Частота, связанная с ТО-модой колебаний (поперечная составляющая) Al–O–связи [15].

# THE BASIC LAWS OF ANODIZING PROCESS OF TWO-LAYER THIN-FILM COMPOSITIONS OF ALUMINIUM AND TANTALUM

A.I. VOROBYOVA, V.A. SOKOL

## Abstract

The basic laws of anodizing process of two-layer thin-film compositions of aluminium and tantalum are defined. Results of researches of composite anode oxide films by means of electron microscopy, chronovoltamperometry and infrared spectroscopy are represented.

## Список литературы

1. *Feinstein L. C.* // 30<sup>th</sup> Electron Components Confr. San Francisco, 1980. P. 402.
2. *Kalfass T.* // Thin Solid Films. 1979. №56. P. 357–369.
3. *Воробьева А.И., Москвичев К.В.* // Микроэлектроника. 2000. Т. 29, №6. С. 417–425.
4. *Гаврилов С.А., Белов А.Н.* Электрохимические процессы в технологии микро- и наноэлектроники. М., 2009.
5. *Чукаев С.В., Короткевич А.В., Михайлов Д.Н., Радионов А.А.* // Материалы межд. науч.-техн. конф. «Новые технологии изготовления многокристалльных модулей». Минск. 2000. С.191.
6. Физика тонких пленок / Под ред. Дж. Хасса, М., Т.3. 1968.
7. *Pringle G.P.S.* // Electrochimica Acta. 1980. V. 25. P. 1403.
8. *Muth D.G., Sitarik J.P.* // J. of Appl. Phys. 1971. V. 42. P. 4941.
9. *Юнг Л.* Анодные оксидные пленки. Ленинград. 1967.
10. *Воробьева А.И., Бондаренко В.П., Сокол В.А.* // Весті АН БССР. 1990. №2. С. 111–118.
11. *Pringle G.P.S.* // Electrochimica Acta. 1980. V. 25. P. 1433.
12. Избранные методы исследования в металлургии / Под ред. Г. Хунгера. М., 1985.
13. *Белов В.Т., Копылова Е.А.* // Электрохимия. 1980. Т. 16, №12. С. 1792–1796.
14. *Maeland A.J., Rittenhouse R.C., Bird K.* // Plating and Surface Finishing. 1976. V. 27. P. 56–63.
15. *Лоусон К.* ИК-спектры поглощения неорганических веществ. М., 1964.
16. *Воробьева А.И.* // Микроэлектроника. 2001. Т. 30, №6. С. 445–458.
17. *Matefi-Tempfli S. et al.* // J. of Materials Science-Materials in Electronics. 2009. V. 20. P. 249.
18. *Cao G.Z., Liu D.W.* // Advances in Colloid and Interface Science. 2008. V. 136, №1–2, P. 45.
19. *Parag Banerjee, Israel Perez et al.* // Nature nanotechnology. 2009. V. 37. P. 1–5.
20. *Yogeswaran U, Chen S.M.* // Sensors. 2008. №8 (1). P. 290–313.
21. *Santos A., Vojkuvka L.* // Nanoscale Res Lett. 2009. №4. P. 1021–1028.

УДК 620.22 – 026.61

## ВЛИЯНИЕ СОДЕРЖАНИЯ ПОРОШКООБРАЗНОГО НАПОЛНИТЕЛЯ В КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛАХ НА ИХ ОПТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА

Д.В. СТОЛЕР, Т.А. ПУЛКО, Т.В. БОРБОТЬКО, А.Л. ГУРСКИЙ, Н.В. РЖЕУЦКИЙ\*

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

*\*Институт физики им. А.Б. Степанова НАН Беларуси  
пр-т. Независимости, 68, Минск, 220072, Беларусь*

*Поступила в редакцию 28 февраля 2012*

Исследовано влияние процентного содержания порошкообразных наполнителей на спектральные характеристики композиционных материалов в оптическом и ближнем ИК-диапазонах длин волн 400...2400 нм.

*Ключевые слова:* спектрально-поляризационные характеристики, оптические свойства, композиционные материалы, порошкообразные наполнители.

### Введение

Композиционные материалы нашли широкое применение в различных областях техники. Их уникальность обусловлена возможностью комбинирования объемного содержания входящих в них компонентов, что позволяет получать конструкции на их основе с требуемыми значениями механической прочности, жаропрочности, модуля упругости, абразивной стойкости, а также создавать композиции с необходимыми магнитными, диэлектрическими, радиопоглощающими и другими специальными свойствами. Такие композиции широко применяются для формирования различных покрытий, в том числе используемых в оптике. Например, на их основе можно создавать оптические рассеивающие покрытия, спектрально-поляризационные характеристики которых могут варьироваться в зависимости от концентрации и размеров частиц порошкообразного наполнителя. В этом случае рассеяние электромагнитного излучения оптического диапазона обуславливается его преломлением и дифракцией на частицах порошкообразного наполнителя [1].

Цель настоящей работы заключалась в исследовании влияния концентрации порошкообразных наполнителей (таурит, шунгит и диоксид титана) на спектрально-поляризационные характеристики композиционных материалов, формируемых на их основе.

### Методика проведения эксперимента

Выбор в качестве порошкообразных наполнителей мелкодисперсных таурита, шунгита и диоксида титана (рутил) обусловлен развитой поверхностью таких материалов, их стойкостью к фотодеструкции под воздействием ультрафиолетового излучения, что позволит обеспечить хорошую адгезию со связующим веществом и стабильность оптических характеристик соответственно. Для создания композиции использовалось связующее вещество – прозрачный силикон, стойкий к воздействию температур в диапазоне  $-40...+150^{\circ}\text{C}$ , позволяющий получать гибкие композиционные материалы, обладающие низкой истираемостью при влажной очистке.

Использовались порошкообразные материалы с одинаковым размером фракций (20 мкм), из которых были сформированы три группы образцов: первая – выполненная на основе таурита, вторая – шунгита, третья – диоксида титана. Концентрация порошкообразного на-

полнителя в образцах каждой группы составляла 20%, 30% и 40%. Увеличение концентрации более 40% приводило к значительному снижению прочностных характеристик образцов.

Для исследования образцов материалов в видимом и ближнем ИК-диапазонах длин волн (400...2400 нм) использовались гониометрическая установка и спектрорадиометр ПСР-02 (спектральное разрешение в диапазоне длин волн 400...1050 нм – 3 нм, 1050...2400 нм – 15 нм) с поляризационной насадкой, позволяющий регистрировать спектральную плотность энергетической яркости (СПЭЯ) (погрешность измерения в диапазоне длин волн 400...1050 нм – не более 7%, 1050...2400 нм не более 12%) образцов при различных положениях оси поляроида.

В качестве источника света применялась галогеновая лампа КГМ-250, имеющая максимум СПЭЯ на длине волны порядка 1,0 мкм (цветовая температура  $\approx 3000^\circ\text{K}$ ). Угол падения коллимированного пучка света на исследуемый объект ( $\gamma$ ) составлял  $45^\circ$ . Использовались три положения оси поляроида относительно вертикальной плоскости:  $0^\circ$ ,  $45^\circ$  и  $90^\circ$ . Углы наблюдения ( $\beta$ ) изменялись от  $20^\circ$  до  $40^\circ$ . Отсчет углов  $\gamma$  и  $\beta$  выполнялся относительно оси, перпендикулярной плоскости образца.

Питание осветительной лампы стабилизировалось и контролировалось, поэтому яркость источника освещения не изменялась в процессе измерений. Спектрорадиометр регистрировал СПЭЯ излучения, отраженного от образца, в диапазоне длин волн 400...2400 нм. Полученные данные использовались для вычисления спектрального коэффициента яркости (СКЯ) и степени поляризации.

Для анализа спектров отражения и вычисления СКЯ исследуемого объекта были получены спектры отражения для эталонного образца, выполненного на основе молочного стекла МС-20 с равномерной индикатрисой рассеяния при условиях измерений, аналогичных условиям для исследуемых образцов. Спектральный коэффициент яркости вычислялся как отношение СПЭЯ исследуемого материала к СПЭЯ материала с равномерной индикатрисой рассеяния.

Для описания состояния отраженного света были рассчитаны параметры Стокса на основе первичных значений:  $I_0$ ,  $I_{45}$ ,  $I_{90}$  – СПЭЯ для соответствующих ориентаций поляроида. На основе параметров Стокса была рассчитана степень поляризации ( $P$ ) для исследуемых образцов материалов [2].

### Обсуждение результатов

Значение СКЯ связующего вещества (силикон) составляет не более 0,2 при углах наблюдения  $5^\circ$ ,  $25^\circ$ ,  $65^\circ$  в диапазоне длин волн 400...2400 нм (рис. 1). При угле наблюдения  $45^\circ$  СКЯ составляет не более 0,5 в видимой области спектра и не более 0,3 в ближнем ИК-диапазоне длин волн. Степень поляризации связующего вещества не превышает 0,3 в исследуемом диапазоне длин волн.

СКЯ композитных материалов на основе порошкообразного диоксида титана характеризуются увеличением спектральной яркости до 0,67 в диапазоне длин волн 400...2400 нм при возрастании угла визирования до  $65^\circ$  (рис. 2). Увеличение объемного содержания порошкообразного наполнителя на 20% снижает СКЯ композита на 0,06...0,09 в видимом диапазоне длин волн и 0,05...0,1 в ближнем ИК-диапазоне длин волн. Поляризация отраженного излучения для такого композита в видимом диапазоне длин волн наблюдается при углах визирования более  $25^\circ$ , максимальное значение которой составляет 0,28. В ближнем ИК-диапазоне степень поляризации значительно выше и составляет 0,3...0,9. Различие в значениях степени поляризации от объемного содержания порошкообразного наполнителя в композите в ближнем ИК-диапазоне практически не наблюдается.

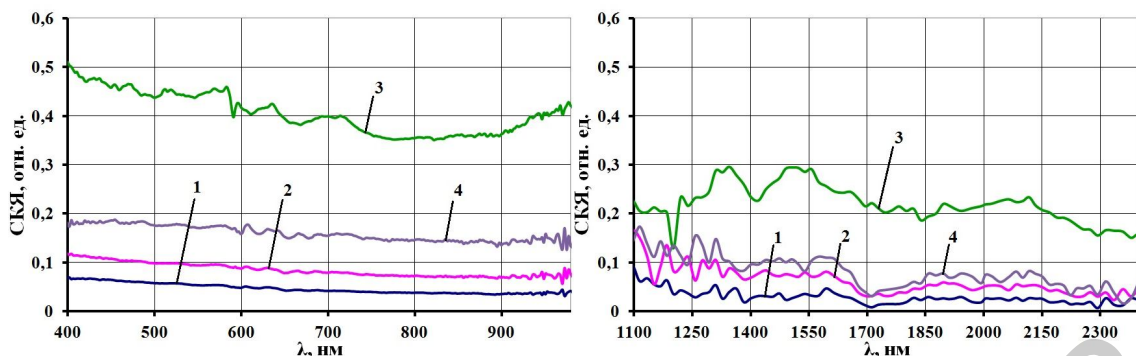


Рис. 1. Зависимость СКЯ силикона от длины волны излучения видимого и ближнего ИК-диапазона при углах визирования: 1 – 5°; 2 – 25°; 3 – 45°; 4 – 65°

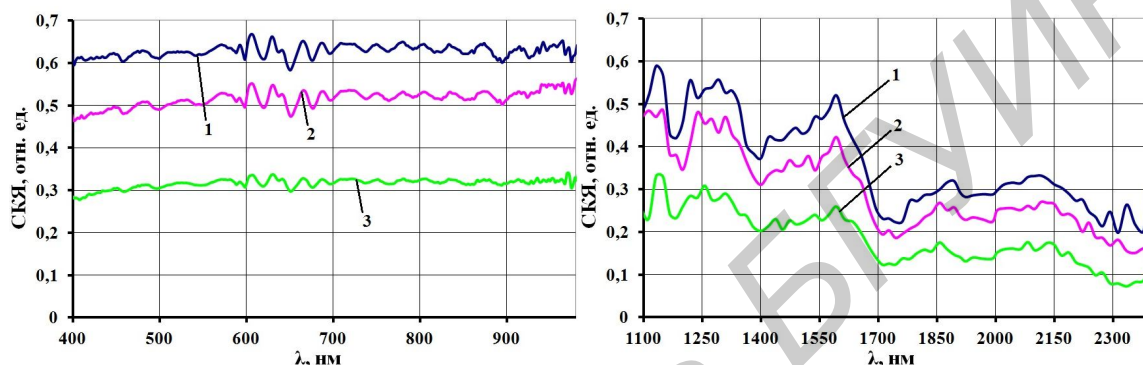


Рис. 2. Зависимость СКЯ от длины волны для композитного материала на основе порошкообразного диоксида титана при угле визирования 65° в видимом и ближнем ИК-диапазоне, где объемное содержание порошкообразного наполнителя: 1 – 20%; 2 – 30%; 3 – 40%

Композитные материалы, выполненные на основе порошкообразного шунгита и таурита, имеют идентичную тенденцию увеличения СКЯ с 0,05 до 0,24 (шунгит) и с 0,01 до 0,22 (таурит) в диапазоне длин волн 400...2400 нм, при росте угла визирования с 5° до 65° (рис. 3, 4). Увеличение объемного содержания в таких композитах порошкообразного наполнителя в пределах 20...30% не позволяет варьировать значения СКЯ в столь широких пределах, как для диоксида титана. Степень поляризации излучения для таких материалов существенно зависит от угла визирования и варьируется в пределах 0,04...0,82 для таурита и 0,06...0,9 для шунгита в видимом диапазоне длин волн и 0,29...0,98 в ближнем ИК-диапазоне длин.

Установлено, что применение порошкообразного таурита с объемным содержанием 40% в исследуемых композитах позволяет снизить степень поляризации отраженного и рассеянного излучения для такого материала на 0,05...0,3 при увеличении угла визирования с 25° до 65°.

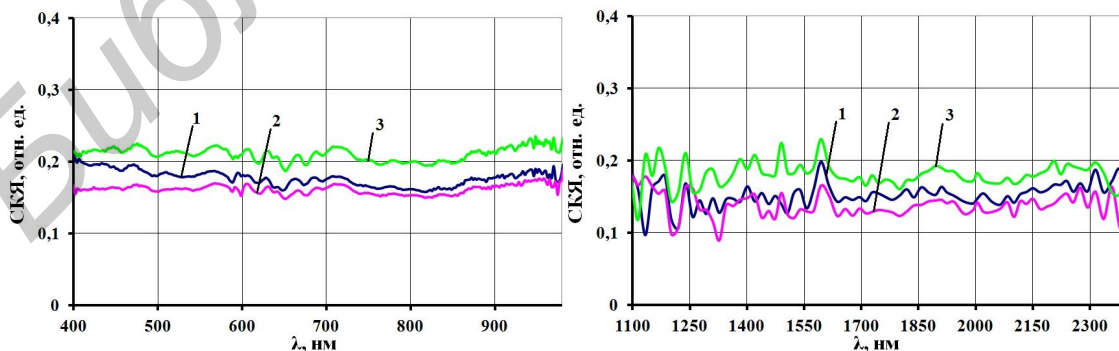


Рис. 3. Зависимость СКЯ от длины волны излучения видимого и ИК-диапазона для композитного материала на основе порошкообразного шунгита при угле визирования 65°, где объемное содержание порошкообразного наполнителя: 1 – 20%; 2 – 30%; 3 – 40%

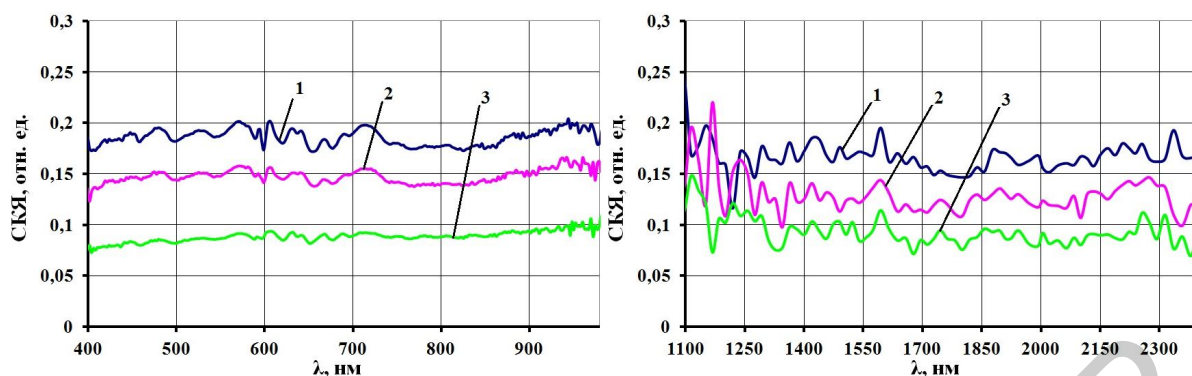


Рис. 4. Зависимость СКЯ от длины волны излучения видимого и ближнего ИК-диапазона для композитного материала на основе порошкообразного таурита при угле визирования  $65^\circ$ , где объемное содержание порошкообразного наполнителя: 1 – 20%; 2 – 30%; 3 – 40%

### Заключение

Исследованы оптические свойства композитных материалов, полученных путем закрепления порошкообразного наполнителя (диоксид титана, шунгит, таурит, лавр, хна) в связующем веществе (прозрачный силикон), выбор которого обусловлен его стойкостью к воздействию температур в диапазоне  $-40\dots+150$  С. Такой метод позволяет получать гибкие композитные материалы, обладающие низкой истираемостью при влажной очистке. Установлено, что изменение объемного содержания порошкообразного материала в композите с 20% до 40% позволяет управляемо изменять СКЯ и степень поляризации излучения, отраженного и рассеянного этими композитными материалами. Увеличение объемного содержания порошкообразного материала (диоксид титана, шунгит, таурит) в композите более 40% является нецелесообразным, так как при этом значительно снижаются прочностные характеристики материала.

### AGENCY OF THE CONTENT OF POWDERY FILLER IN COMPOSITES ON THEIR OPTICAL PROPERTIES

D.V. STOLER, T.A. PULKO, T.V. BORBOTKO, A.L. GURSKII, N.V. RZHEUTSKII

#### Abstract

Agency of percentage of powdery fillers on spectral characteristics of composites in optical and IR-range of lengths of waves  $400\dots2400$  nm is explored.

#### Список литературы

1. Ван де Хюлст Г. Рассеяние света малыми частицами. М., 1961.
2. Беляев Б.И., Катковский Л.В. Оптическое дистанционное зондирование. Минск, 2006.

УДК 621.396.96

## АДАПТИВНАЯ ЮСТИРОВКА ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ И УПРАВЛЕНИЯ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ ПРИЕМНОЙ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ ФАР

А.В. РОМАНОВ, А.Е. ОХРИМЕНКО, М.М. МУЗЫЧИН

ЧНПУП «НТЛаб – системы»  
Сурганова, 41, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 25 января 2012

Описываются методика и способы адаптивной юстировки диаграмма-образующих модулей, формирования и управления диаграммой направленности приемной цилиндрической ФАР.

*Ключевые слова:* многопозиционные полуактивные РЛС с посторонним подсветом, приемная цилиндрическая ФАР, диаграмма-образующие модули, адаптивная юстировка, комплексная самонастройка, управление диаграммой направленности.

### Введение

В минувшем десятилетии в радиолокации обозначились три основные тенденции:

- во-первых, отказ от технологий активной радиолокации, поскольку из-за совмещения в пространстве пунктов излучения и приема такие системы не обладают радиотехнической скрытностью и, как следствие, имеют низкую живучесть вплоть до физического уничтожения самонаводящимися по радиоизлучению снарядами;

- во-вторых, отказ от технологий пассивной радиолокации, хотя и обеспечивающих радиолокационное наблюдение объектов по их собственным радиоизлучениям, однако в условиях режима радиомолчания происходит полная потеря эффективности таких систем;

- в-третьих, решительное применение технологий скрытной полуактивной радиолокации с посторонним подсветом.

Скрытная полуактивная радиолокация с посторонним подсветом, особенно при использовании цифрового телевизионного сигнала подсвета стандарта DVB-T с широко развитой сетью радиотелевизионных передающих станций, обладает рядом неоспоримых достоинств:

1) полная радиотехническая скрытность в связи с отсутствием на приемной позиции источника радиоизлучения;

2) сниженная, примерно вдвое, стоимость в связи с отсутствием затрат на создание сигнала подсвета;

3) радиолокационное наблюдение маловысотных целей ( $h_{ц} \leq 100$  м) благодаря использованию высоких мачт TV-центров ( $h_{TV} = 100 \div 500$  м), что обеспечивает зону подсвета, которую не имеет ни одна из существующих наземных активных РЛС ( $82 \div 133$  км);

4) радиолокационное наблюдение малоразмерных целей ( $\sigma_{ц} < 1$  м<sup>2</sup>) благодаря большой мощности и энергии непрерывного DVB-T сигнала подсвета  $P_{TV} = 1 \div 10$  кВт;

5) однозначное определение дальности и скорости целей благодаря «кнопочной» функции неопределенности DVB-T сигнала подсвета с большой базой (около  $10^5$ );

6) высокая разрешающая способность по дальности (~20 м) благодаря большой ширине спектра DVB-T сигнала подсвета (7,61 МГц);



7) удовлетворительная разрешающая способность по скорости ( $15 \div 30$  м/с) благодаря большому времени наблюдения ( $T_H=10$  мс) и непрерывности сигнала подсвета с угловой (фазовой) модуляцией, достаточная для доплеровской селекции современных воздушных целей;

8) высокая разрешающая способность по угловым координатам, азимуту и углу места (десятичные доли градуса), благодаря трансформации высокой разрешающей способности по дальности в угловое разрешение при электрических размерах антенны, обеспечивающих направленность приема, которая согласована с направленностью предполагаемых источников подсвета (около 15 градусов), необходимой и достаточной только для угловой идентификации сигналов от целей;

9) высокая точность измерения параметров целей в режиме обзора (с их идентификацией) и в режиме сопровождения нескольких наиболее опасных целей порядка единиц – десятых долей метра (по дальности), единиц – десятых долей метров в секунду (по скорости), единиц – десятых долей угловых минут (по азимуту), десятков – единиц угловых минут (по углу места), десятков метров (по высоте).

Такие высокие характеристики полуактивных РЛС с цифровым телевизионным подсветом в сочетании с многофункциональностью могут быть достигнуты при использовании приемной антенны в виде цилиндрической ФАР, обладающей свойством осевой симметрии, в составе трехпозиционной полуактивной РЛС с двумя источниками подсвета (телевизионными центрами) и одной приемной позицией. При этом дополнительными достоинствами такого варианта построения полуактивной РЛС (рис. 1) являются:

- во-первых, отсутствие аппаратуры межпозиционной синхронизации и связи;
- во-вторых, простота решения задачи угловой идентификации принимаемых и совместно обрабатываемых сигналов, относящихся к одной цели, которая сводится всего лишь к решению канонического квадратного уравнения;
- в-третьих, как следствие предыдущего достоинства, простота решения задачи однозначного определения координат и параметров движения сопровождаемых целей;
- в-четвертых, высокий темп обновления информации, который, в отличие от синфазной антенной решетки с механическим перемещением по азимуту на  $360^\circ$  за время 10 с, при использовании полноценной цилиндрической ФАР с электронным управлением, построенной из 8 антенных блоков по 8 столбцов и 8 строк диаграмма-образующих модулей, расположенных по ее периметру, оказывается на порядок выше (период обновления информации о сопровождаемых целях сокращается до 1 с при том же времени наблюдения каждого углового направления на каждой из двух частот ТВ-центров  $T_H=10$  мс).

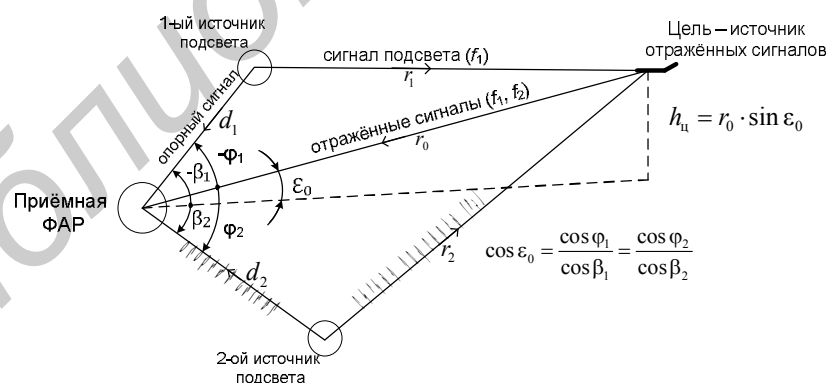


Рис. 1. Трехпозиционная полуактивная РЛС, состоящая из двух полуактивных бистатических РЛС

### Методика и способ адаптивной юстировки диаграмма-образующих модулей

Для решения задачи угловой идентификации принимаемых и совместно обрабатываемых сигналов необходимо обеспечить определенную ширину диаграммы направленности приемной цилиндрической ФАР [1]:

- ее ширина в угломестной плоскости согласовывается с зоной угломестного подсвета от предполагаемых источников – радиопередающих телевизионных центров  $\Delta\theta_\epsilon \approx \Delta\epsilon_{\text{подсв}} \approx 15^\circ$ ;

- ее ширина в азимутальной плоскости определяется максимальным требуемым числом сопровождаемых целей  $N_{ц макс}$  в круговом секторе подсвета  $\Delta\beta_{подсв} = 360^\circ$ , прошедших процедуру угловой (азимутальной) идентификации  $\Delta\theta_\beta = \frac{\Delta\beta_{подсв}}{N_{ц макс}} = 15^\circ$ ,  $N_{ц макс} = 24$ .

При этом размеры раскрыва приемной цилиндрической ФАР в горизонтальной (азимутальной) и вертикальной (угломестной) плоскостях должны удовлетворять условию

$$L_{a\beta, \epsilon} = \frac{\lambda}{\Delta\theta_{\beta, \epsilon}}.$$

Для квазинепрерывного раскрыва с интервалом между элементами приемной цилиндрической ФАР  $\Delta l = \frac{\lambda}{2}$  число диаграмма-образующих модулей в каждой из плоскостей должно быть  $N_{дом\beta, \epsilon} = \frac{L_{a\beta, \epsilon}}{\Delta l} = \frac{2 \cdot L_{a\beta, \epsilon}}{\lambda} = \frac{2}{\Delta\theta_{\beta, \epsilon}(\text{рад})} = \frac{2 \cdot 57,3}{\Delta\theta_{\beta, \epsilon}(\text{град})} \approx 8$ .

Общее число диаграмма-образующих модулей, формирующих диаграмму направленности приемной цилиндрической ФАР  $N_{дом\Sigma} = N_{дом\beta} \cdot N_{дом\epsilon} = 64$ . Они располагаются в восьми строках ( $N_{строк} = N_{дом\epsilon} = 8$ ) и восьми столбцах ( $N_{столбцов} = N_{дом\beta} = 8$ ).

В силу множества причин все диаграмма-образующие модули характеризуются априорной неопределенностью начального распределения комплексных коэффициентов передачи  $K_n(k, l) = |K_n(k, l)| e^{i\varphi_n(k, l)}$ , где  $k$  – номер строки  $\{1 \dots N_{дом\epsilon}\}$ ,  $l$  – номер столбца  $\{1 \dots N_{дом\beta}\}$ .

Для полного устранения неопределенности  $K_n(k, l) - K_{юст}(k, l) = 0$  необходимы 64 цепи самонастройки, обеспечивающие одновременную (параллельную) юстировку комплексных коэффициентов передачи  $K_n(k, l)$ .

Самонастройка должна быть комплексной [2–4], важным достоинством которой является линейность ее звеньев. Функциональная схема адаптивной юстировки многоканальной цилиндрической ФАР с попеременным использованием источника опорных колебаний на частотах двух ТВ-центров, входящих в структуру трехпозиционной полуактивной РЛС, показана на рис. 2.

Здесь полуволновой вибратор, помещенный в центр осевой симметрии цилиндрической ФАР, имеющий гальваническую связь с источником (генератором) опорных колебаний на частотах телевизионных центров  $f_{01,2}$ , выполняет роль излучателя электромагнитных волн, возбуждающих колебания в полуволновых вибраторах цилиндрической ФАР, расположенных на ее поверхности.

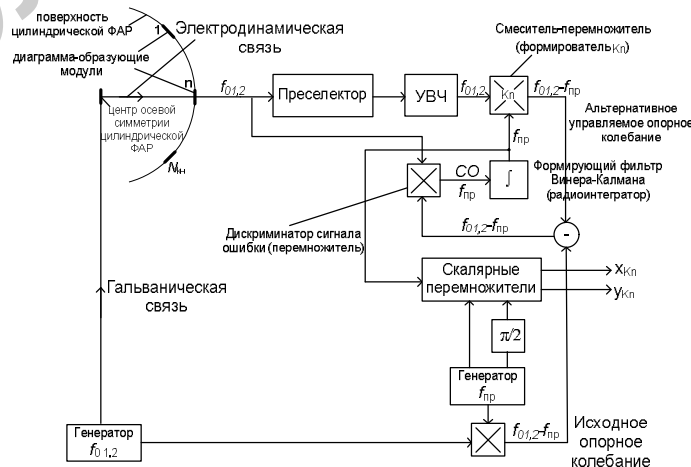


Рис. 2. Функциональная схема адаптивной юстировки диаграмма-образующих модулей приемной цилиндрической ФАР трехпозиционной полуактивной РЛС с двумя ТВ-центрами подсвета

Дискриминатор сигнала ошибки каждой цепи самонастройки является перемножителем колебания, наведенного в полуволновом вибраторе цепи самонастройки на частоте  $f_{0,2}$ , и разности сравниваемых колебаний (опорного и альтернативного) в канале с управляемым коэффициентом передачи  $K_n$  на частоте  $f_{0,2} - f_{пр}$ . На выходе дискриминатора формируется сигнал ошибки в виде колебания на промежуточной частоте  $f_{пр}$ , комплексная амплитуда которого пропорциональна комплексному рассогласованию в цепи самонастройки.

На выходе формирующего фильтра Винера-Калмана, передаточная характеристика которого определяется изображением по Лапласу задающего воздействия (начального рассогласования в цепи самонастройки как функции времени), формируется управляемое колебание на частоте  $f_{пр}$ , комплексная амплитуда которого определяет весовой коэффициент передачи управляемого смесителя-перемножителя  $K_n$ . На выходе управляемого смесителя-перемножителя двух колебаний – колебания, наведенного на выходе полуволнового вибратора  $n$ -ой цепи самонастройки, и управляемого колебания с выхода формирующего фильтра, формируется опорное колебание на частоте  $f_{0,2} - f_{пр}$ , являющееся альтернативой для сравнения с исходным опорным колебанием на той же частоте  $f_{0,2} - f_{пр}$ .

Состояние устойчивого равновесия в цепи самонастройки достигается в том случае, когда сигнал ошибки в цепи самонастройки становится равным нулю, т.е. когда комплексные амплитуды исходного опорного колебания и альтернативного управляемого колебания становятся одинаковыми.

Адаптивная юстировка диаграмма-образующих модулей заканчивается фиксацией квадратурных составляющих  $x_{Kn}$ ,  $y_{Kn}$  управляемых весовых коэффициентов  $K_n = x_{Kn} + iy_{Kn}$ , способ формирования которых показан на рис. 2.

### Методика и способ формирования диаграммы направленности

Формирование диаграммы направленности, т.е. пространственное когерентное сложение сигналов с выхода  $N_{КН} = N_{дом\beta} \cdot N_{дом\epsilon} = 64$  диаграмма-образующих модулей, осуществляется перед пространственной когерентной компенсацией мешающих излучений от источников подсвета, которая из соображений высокой эффективности должна выполняться в цифровой форме. Поэтому пространственное когерентное сложение сигналов может быть только цифровым. Оно должно осуществляться согласно алгоритму  $S = \sum_{n=1}^{N_{КН}} \eta_n \cdot K_n^* = x_S + iy_S$

с использованием:

- во-первых, квадратурных составляющих входных сигналов  $\eta_n = x_{\eta n} + iy_{\eta n}$ ,
- во-вторых, квадратурных составляющих весовых коэффициентов  $K_n = x_{Kn} + iy_{Kn}$ ,

поскольку

$$x_S = \operatorname{Re} S = \sum_{n=1}^{N_{КН}} \operatorname{Re}(\eta_n \cdot K_n^*) = \sum_{n=1}^{N_{КН}} (x_{\eta n} x_{Kn} + y_{\eta n} y_{Kn}), \quad y_S = \operatorname{Im} S = \sum_{n=1}^{N_{КН}} \operatorname{Im}(\eta_n \cdot K_n^*) = \sum_{n=1}^{N_{КН}} (y_{\eta n} x_{Kn} - x_{\eta n} y_{Kn}).$$

Функциональная схема пространственного когерентного сложения сигналов с использованием результатов адаптивной юстировки диаграмма-образующих модулей показана на рис. 3.

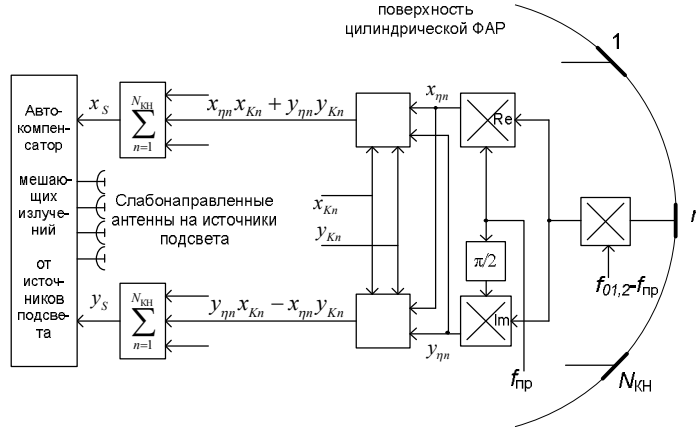


Рис. 3. Функциональная схема пространственного когерентного сложения сигналов

### Управление диаграммой направленности приемной цилиндрической ФАР

Цилиндрическая ФАР в азимутальной плоскости обладает свойством осевой симметрии. Это означает, что фазовые распределения для всех  $N_{\beta} = \frac{\Delta\beta_{\text{подсв}}}{\Delta\theta_{\beta}} = N_{\text{ц макс}} = 24$  угловых (азимутальных) направлений шириной  $\Delta\theta_{\beta} = \frac{2 \cdot 57,3}{N_{\text{дом } \beta}} \approx 15^{\circ}$  должны быть одинаковыми и, в частности, равномерными ( $\varphi_n = \text{const}$ ). Перемещение ДНА осуществляется изменением центра  $\beta_0$  соответствующего «окна» – амплитудного распределения  $A_n(\beta_0) = \text{const}$  для 64 модулей, расположенных в восьми строках и восьми столбцах пространства  $\beta_0 \pm 7,5$  град.

Геометрическая площадь раскрытия ФАР, состоящей из 64 приемных модулей, расположенных в восьми строках и восьми столбцах, равна:

$$S_{\text{а геом}} = L_{\text{аб}} \cdot L_{\text{ае}} = \left( N_{\text{дом } \beta} \cdot \frac{\lambda}{2} \right) \cdot \left( N_{\text{дом } \epsilon} \cdot \frac{\lambda}{2} \right) = N_{\text{дом } \Sigma} \cdot \left( \frac{\lambda}{2} \right)^2 = 16\lambda^2 = 4 \text{ м}^2, \lambda = 0,5 \text{ м}.$$

Коэффициент направленного действия такого раскрытия приемной цилиндрической ФАР, т.е. отношение полного телесного угла  $4\pi$  стерадиан к телесному углу главного лепестка диаграммы направленности, равен

$$G_0 = \frac{4\pi}{\frac{\lambda}{L_{\text{аб}}} \cdot \frac{\lambda}{L_{\text{ае}}}} = \frac{4\pi \cdot L_{\text{аб}} \cdot L_{\text{ае}}}{\lambda^2} = \frac{4\pi S_{\text{а геом}}}{\lambda^2} = \pi N_{\text{дом } \beta} N_{\text{дом } \epsilon} = \pi \cdot 64 \approx 200.$$

Согласно закону сохранения энергии, коэффициент усиления  $G$ , коэффициент направленного действия  $G_0$  и относительный уровень боковых лепестков  $\eta_{\text{бок}}$  связаны соотношением

$$\frac{1}{G} = \frac{1}{G_0} + \eta_{\text{бок}}.$$

Полагая  $\eta_{\text{бок}} = \frac{1}{G_0}$ , находим  $G = \frac{G_0}{2} = \frac{4\pi S_{\text{а эфф}}}{\lambda^2}$ , откуда следует, что эффективная площадь раскрытия приемной цилиндрической ФАР из 64 диаграмма-образующих модулей в 2 раза меньше ее геометрической площади  $S_{\text{а эфф}} = \frac{S_{\text{а геом}}}{2} = 8\lambda^2 = 2 \text{ м}^2, \lambda = 0,5 \text{ м}.$

## Точность и быстродействие адаптивной юстировки

Отличительной особенностью цепей самонастройки, обеспечивающих адаптивную юстировку диаграмма-образующих модулей приемной цилиндрической ФАР, является огромная энергетическая избыточность тестовых опорных сигналов по сравнению со спектральной плотностью собственных шумов.

Например, даже при мощности излучения источника тестового сигнала  $P_0 = 10^{-6}$  Вт, обеспечивающей безусловную скрытность, мощность наведенных в приемных диаграмма-образующих модулях сигналов (при радиусе цилиндрической ФАР  $R_0 = 2,5$  м, с учетом изотропности излучения  $G_{изл} = 1$ , а также худшего варианта случайно ориентированных полуволновых вибраторов  $\sigma_{\lambda/2} = 0,17\lambda^2$ ) оказывается  $\sigma_0^2 = \frac{P_0 \cdot G_{изл} \cdot \sigma_{\lambda/2}}{4\pi R_0^2} \approx 5 \cdot 10^{-10}$  Вт, а их энергия  $\mathcal{E}_0$  при времени тестового контроля на два порядка меньшем времени наблюдения  $T_{контр} = 0,01 T_H = 100$  мкс оказывается значительно больше спектральной плотности внутренних шумов  $N_0$  диаграмма-образующих модулей с коэффициентом шума  $k_{ш} = 2$ :

$$\mathcal{E}_0 = \sigma_0^2 \cdot T_{контр} = 5 \cdot 10^{-16} \text{ Дж},$$

$$N_0 = k \cdot k_{ш} \cdot T(K) = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 2 \cdot 300 \approx 10^{-20} \frac{\text{Вт}}{\text{Гц}},$$

а отношение сигнал/шум  $\rho = \frac{\mathcal{E}_0}{N_0} \approx 5 \cdot 10^4$ .

При этом спектральная плотность возмущающего воздействия системы самонастройки комплексного коэффициента передачи диаграмма-образующих модулей оказывается [5]

$$S_{\text{экв.дом}} = \frac{|\Delta K_n|^2 (1 + \rho) T_{контр}}{4\pi r^2} \approx \frac{|\Delta K_n|^2 T_{контр}}{4\pi r} \approx 10^{-10} \frac{(\text{рад})^2}{\text{Гц}},$$

где  $|\Delta K_n| = 1$  рад – диапазон блужданий (область неопределенности начального рассогласования) комплексного коэффициента передачи.

При полосе замкнутой цепи самонастройки (полосе адаптации  $\Delta f_a = 10$  кГц), обеспечивающей переход к состоянию устойчивого равновесия за время  $T_a = \frac{1}{\Delta f_a} = 100$  мкс, соизмеримое со временем тестового контроля  $T_{контр}$ , дисперсия флуктуационной ошибки адаптивной юстировки  $\sigma_{\text{фл.юст}}^2 = S_{\text{экв.дом}} \cdot \Delta f_a \approx 10^{-10} \cdot 10^4 \approx 10^{-6} (\text{рад})^2$ , а среднееквадратичное значение флуктуационной ошибки  $\sigma_{\text{фл.юст}} \approx 10^{-3}$  рад, при которой эффективность пространственного когерентного сложения сигналов практически не снижается.

## Выводы

Полученные оценки ошибок и быстродействия самонастройки дают основание предельно просто организовать управление диаграммой направленности приемной цилиндрической ФАР.

1. На основании определенного порядка организации обзора пространства и сопровождения целей по результатам их ранжирования по степени опасности, назначается требуемое угловое направление  $\beta_0$ .

2. Без всяких предварительных вычислений (только на основании свойства осевой симметрии приемной цилиндрической ФАР) устанавливаются равномерные фазовое и амплитудное распределения группы из  $N_{\text{дом}\Sigma} = N_{\text{дом}\beta} \cdot N_{\text{дом}\epsilon} = 64$  диаграмма-образующих модулей, рас-

положенных в восьми соответствующих столбцах и строках цилиндрической ФАР, определяющих диаграмму направленности данного углового направления  $\beta_0 \pm 7,5$  град.

3. Включается режим одновременной (параллельной) адаптивной юстировки комплексных коэффициентов передачи всех 64 диаграмма-образующих модулей искомого углового направления и в установившемся режиме цепей самонастройки (примерно через 100 мкс) фиксируются их комплексные коэффициенты передачи.

4. Включается режим формирования диаграммы направленности, т.е. пространственно-когерентного сложения сигналов с выхода 64 диаграмма-образующих модулей данного углового направления и осуществляется:

- во-первых, четырехканальная пространственная когерентная компенсация мешающих излучений от двух источников подсвета, проникающих по боковым лепесткам сформированной диаграммы направленности;

- во-вторых, спектрально-временная селекция и когерентное накопление сигналов, находящихся во всех элементах разрешения по скорости и дальности с использованием многоканального матричного коррелятора.

5. Одновременно осуществляется процедура угловой идентификации принимаемых и совместно обрабатываемых сигналов и вычисляются координаты и параметры движения обнаруженных и сопровождаемых целей.

## THE ADAPTIVE CORRECTION FOR FORMING AND CONTROL OF DIRECTION DIAGRAM OF RECEIVING CYLINDRICAL PHASED ARRAY

A.V. ROMANOV, A.E. OKHRIMENKO, M.M. MUZICHIN

### Abstract

The article describes the methods of adaptive correction of beam forming devices for control of direction diagram of receiving cylindrical phased array.

### Список литературы

1. *Охрименко А.Е. и др.* Эскизный проект «Трехпозиционная полуактивная РЛС с цифровым телевизионным сигналом подсвета и взаимно-перпендикулярными базами (ЗП ПАРЛС DVB-T)». 2011.
2. *Охрименко А.Е., Олейников О.А.* Теоретические основы радиолокации. Минск, 1976.
3. *Романов А.В., Охрименко А.Е., Шаляпин С.В. и др.* // Докл. национальной академии наук Беларуси. 2008. Т. 52, №2, С. 88–93.
4. *Храпун И.С., Охрименко А.Е., Давыденко И.Н.* // Докл. БГУИР. 2009. №8. С 5–12.
5. *Охрименко А.Е.* Основы обработки и передачи информации. Минск, 1990.

УДК 519.711.2:004.7

## МОДЕЛИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ «ОБЛАЧНОЙ» КОМПЬЮТЕРНОЙ СИСТЕМЫ

Н.И. ЛИСТОПАД, Е.В. ОЛИЗАРОВИЧ

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

*Гродненский государственный университет им. Я. Купалы  
Ожешко, 22, Гродно, 230023, Беларусь*

*Поступила в редакцию 14 февраля 2012*

Рассматриваются свойства и особенности «облачных» компьютерных систем с точки зрения моделей информационного и телекоммуникационного взаимодействия. На основе анализа существующих реализаций предложена обобщенная модель архитектуры «облака» как компьютерной системы, даны описания ее состава и основных функций. Проанализированы особенности реализации «клиент-серверной» модели и модели сетевого взаимодействия при построении «облачных» систем. Для описания моделей функционирования «облака» вводятся и классифицируются понятия «облачная компьютерная система», «прокси-клиент».

*Ключевые слова:* облачные вычисления, облачная компьютерная система, прокси-клиент.

### Основные понятия и определения

«Облака» относятся к классу сетевых компьютерных систем, основными элементами которых являются: компьютерная сеть с повышенной надежностью и пропускной способностью; клиент «облака» – аппаратное и программное обеспечение, взаимодействующее с «облаком» на основе стека протоколов TCP/IP; собственно «облако» – программно-аппаратный комплекс, обеспечивающий работу «облачных» сервисов, взаимодействие с клиентом и динамическое управление ресурсами облака.

Отличительными особенностями «облачных» технологий являются [1, 2] следующие признаки:

- сервисная модель обслуживания – представление сетевых ресурсов в виде пула настраиваемых сервисов, готовых к немедленному использованию на условиях on-line подписки без дополнительной установки и настройки со стороны пользователя;
- самообслуживание – возможность для потребителя самостоятельно изменять номенклатуру и конфигурацию сервисов в режиме on-line с использованием http-клиента;
- высокая автоматизация процесса управления пулом сервисов, учетными записями пользователей и потреблением ресурсов;
- эластичность – возможность динамического перераспределения имеющихся ресурсов между потребителями; при этом внутренняя техническая структура «облака» скрыта от потребителя и недоступна ему для модификации, а само расширение доступных ресурсов является прозрачным;
- использование распространенных сетевых технологий – «облачные» сервисы должны быть доступны для любого клиентского оборудования с использованием стандартных технологий и протоколов, поддерживающих стек протоколов TCP/IP.

С точки зрения пользователя отличием работы в «облачной» среде от использования традиционных сетевых ресурсов является универсальный интерфейс, ориентированный на web-

технологии и http-протокол в качестве базовых средств управления «облаком» и доступа к его сервисам. Для специализированных сервисов также сохраняется возможность использования собственных прикладных протоколов, работающих в составе стека протоколов TCP/IP.

Выделяются следующие базовые классы «облачных» сервисов.

1. IaaS (Infrastructure as a Service) – «инфраструктура как услуга», клиенту предоставляется полный доступ к виртуальной машине с возможностью устанавливать и настраивать операционную систему (ОС) и любое программное обеспечение (ПО). Модель IaaS предполагает, что клиент самостоятельно может управлять количеством процессоров, объемами оперативной памяти, дискового пространства и сетевых коммуникаций виртуальной машины. В качестве потребителя сервиса может выступать как удаленный клиент, так и система управления самим «облаком», использующая IaaS для построения сервисов более высокого уровня. Сервис IaaS предполагает полную ответственность клиента за безопасность, работоспособность и законность использования ПО. На оператора «облака» возлагается лишь ответственность за безопасность и надежность функционирования аппаратной платформы.

2. PaaS (Platform as a Service) – «платформа как услуга», предоставляет клиенту ограниченный доступ к управлению ОС, удаленным рабочим столом (DaaS, desktop as a service), СУБД и т.д. В этом случае на оператора «облака» возлагается установка и настройка системного ПО, соблюдение соответствующих лицензионных соглашений и обеспечение мер безопасности. Клиент же имеет возможность устанавливать, настраивать и использовать прикладное ПО, несет ответственность за его безопасность и соблюдение лицензионных прав. Сервисы PaaS также могут использоваться при организации других сервисов «облака».

3. SaaS (Software as a Service) – «прикладное ПО как услуга», предоставляет on-line доступ к использованию прикладного ПО. При этом настройка ПО, обеспечение мер безопасности и соблюдение лицензионных соглашений возлагается на оператора «облака».

4. KaaS (Knowledge as a Service) – «знания как услуга», «облачный» сервис, содержащий «однозначно интерпретируемые актуальные знания, обеспечивающие поддержку принятия решений» и предоставляющий технологические средства их использования [3].

Программно-техническая инфраструктура «облака» строится на основе центров обработки данных (ЦОД). В зависимости от размещения и принадлежности ЦОД, порядка предоставления доступа к сервисам и способа организации работы клиента, выделяются корпоративные или специализированные «частные облака» (private cloud), универсальные «публичные облака» (public cloud), совместно используемые «общие облака» (common cloud) и смешанный тип обслуживания – «гибридные облака» (hybrid cloud).

### **Архитектура «облачной» компьютерной системы**

На основе анализа различных «облачных» систем, поддерживаемых такими компаниями как Microsoft, VMware, HP, Amazon, авторами предлагается обобщенная модель архитектуры «облака», представленная на рис. 1. Основными элементами такой модели являются описанные ниже.

1. Отказоустойчивое программно-аппаратное ядро ЦОД, включающее аппаратное обеспечение ЦОД, кластерное системное ПО, гипервизор системы виртуализации и средства обеспечения работы сети на основе стека TCP/IP. Аппаратное обеспечение включает вычислительный кластер и комплекс сетевых подсистем хранения (SAN, NAS).

2. Интерфейс управления «облаком» на основе web-сервера, позволяющий управлять ресурсами «облака» и получать доступ к его сервисам на основе http-протокола с использованием web-технологий.

3. Среда виртуализации и управления виртуальными ресурсами «облака», представляющая собой специализированное «промежуточное» ПО, позволяющее обеспечивать ключевые свойства «облака» (представление ресурсов в виде сервисов, автоматизация управления, самообслуживание клиентов), управлять учетными записями, потреблением ресурсов, правами пользователей. Организация передачи управляющей информации ресурсам может быть представлена в виде универсальной шины управления ресурсами, доступ к которой имеет как среда управления, так и клиент «облака» посредством web-интерфейса.



4. Средства доступа к сервисам «облака», представляющие собой набор протоколов и технологий, позволяющих пользователю подключаться и пользоваться нужными сервисами. Организация обмена данными между клиентом и сервисами может быть представлена в виде шины доступа к сервисам, поддерживающей стандартные протоколы передачи и доступной как для непосредственного сетевого доступа, так и для доступа с помощью web-интерфейса, транслирующего http-запросы клиента в специализированные протоколы доступа к сервисам.

На основе анализа предложенной схемы, являющейся общей для разных видов «облака» и отражающей основные компоненты архитектуры, могут быть сделаны следующие выводы.

1. Комплекс системного ПО «облака» может рассматриваться как операционная система «облачного» типа, отличительной особенностью которой является обязательное наличие модуля виртуализации и динамической реконфигурации виртуальных ресурсов.

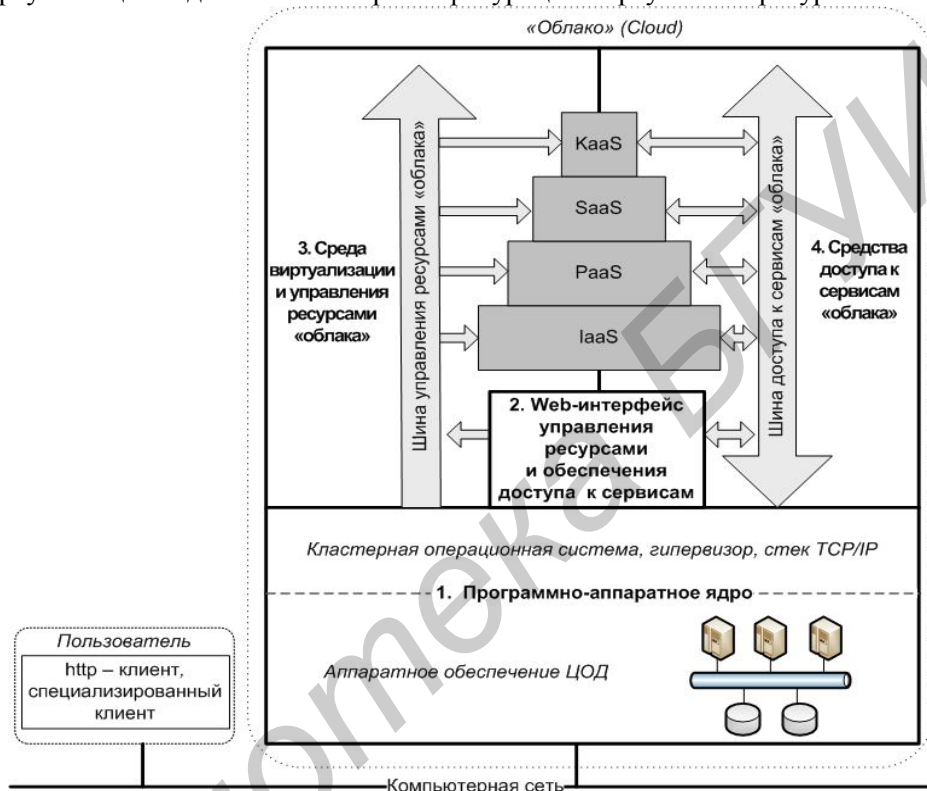


Рис. 1. Архитектура «облачной» компьютерной системы

2. Архитектура «облака» предполагает и включает средства обеспечения двух режимов работы пользователя: режима управления ресурсами и режима использования сервисов.

3. Использование web-сервера для организации универсального интерфейса пользователя с одной стороны позволяет упростить доступ к сервисам, а с другой – ограничивает возможности сервисов «облака» рамками http-протокола. В связи с этим можно прогнозировать появление специально разработанного расширения http-протокола или нового протокола удаленного управления для «облака».

4. В отличие от IaaS- и PaaS-сервисов, программное обеспечение уровней SaaS и KaaS значительно более разнообразно и создается большим количеством независимых производителей, соответственно должна быть предусмотрена возможность создания специального «облачного» программного интерфейса (cloud-API), который позволит обеспечить разработку многочисленных SaaS- и KaaS-приложений и их переносимость для разных реализаций «облака».

5. Основные классы «облачных» сервисов могут быть упорядочены в иерархию (стек) сервисов «IaaS-PaaS-SaaS-KaaS», показанный на рис. 1, в котором каждый вышележащий уровень использует ресурсы нижних. Отсюда целесообразна специализация «облаков» в виде ресурсных IaaS-, PaaS-«облаков» и сервисных SaaS-, KaaS-«облаков» для гибкого построения на их базе «гибридных облаков» любого назначения.

## Модели функционирования «облачных» компьютерных систем

При построении информационно-коммуникационных систем базовой является модель «клиент-сервер», предполагающая выделение клиента – выполняющего функции взаимодействия с пользователем и формирования запросов на основе заложенной бизнес-логики, и сервера – выполняющего специализированную обработку данных. Сетевые коммуникации клиента и сервера выполняется в соответствии с нормами эталонной модели взаимодействия открытых систем ISO/OSI и моделью взаимодействия TCP/IP.

С точки зрения клиент-серверной модели особенностью функционирования «облачной» компьютерной системы является наличие дополнительного канала управления серверным ресурсом (рис. 2,а,б). Этот канал является виртуальным, не требует отдельной коммуникационной инфраструктуры, и в архитектуре, показанной на рис. 1, образуется путем «http-клиент – компьютерная сеть – программно-аппаратное ядро – web-интерфейс управления ресурсами и обеспечения доступа к сервисам – шина управления ресурсами «облака» – ресурс». Существование отдельного канала управления позволяет независимо от самого ресурса, в режиме реального времени управлять его характеристиками и состоянием, что является существенным преимуществом «облачной» технологии по сравнению с другими видами сетевого информационного обслуживания. Показанная на рис. 2,а модель может вырождаться в обычную одноканальную схему для случая «частного облака», при котором пользователь ограничен корпоративными требованиями.

Другой особенностью клиент-серверной модели «облака» является наличие двух способов организации доступа к сервисам. Первый способ – «специализированный клиент – сервер» – показан на рис. 2,б и является стандартным в традиционных сетевых системах. В предложенной на рис. 1 архитектуре реализуется в виде пути «специализированный клиент – компьютерная сеть – программно-аппаратное ядро – шина доступа к сервисам «облака» – сервис». Этот способ более характерен для сервисов уровня IaaS, PaaS. Второй способ доступа – «http-клиент – web-интерфейс доступа к серверу – сервер», показанный на рис. 2,в, универсален и позволяет использовать любой тип сервиса при наличии у пользователя только http-клиента, что характерно, например, для мобильных устройств. При этом реализуется единый для всех сервисов путь «http-клиент – компьютерная сеть – программно-аппаратное ядро – web-интерфейс управления ресурсами и обеспечения доступа к сервисам – шина доступа к сервисам «облака» – сервис», а функции клиента разделяются на платформу-зависимый интерфейс пользователя, который реализуется аппаратурой, операционной системой и интернет-обозревателем, и платформу-независимую исполнительную часть, реализующую бизнес-логику и технический интерфейс доступа к серверу.

Таким образом, имеющийся в составе архитектуры «облака» web-интерфейс управления ресурсами и обеспечения доступа к сервисам выступает в процессе обмена с сервером в качестве доверенного прокси-клиента. Основной задачей такого прокси-клиента является технологическая развязка маршрута «пользователь-сервис», в т.ч.: трансляция http-трафика клиента в трафик специализированного сервисного протокола; освобождение программно-аппаратных средств пользователя от сложных, производительных вычислений; обеспечение пространственной и временной мобильности пользователя.

В целом, наличие распределенной схемы организации клиента позволяет: обеспечить универсальный способ доступа клиента к ресурсам; снизить требования к оборудованию и программному обеспечению клиента; исключить потери данных, связанные с качеством интернет-канала пользователя. Недостатком является реализация этой технологии только для http-протокола, что потенциально снижает область применения, особенно для SaaS ресурсов.

С точки зрения моделей сетевой организации каждое «облако» представляет собой подключенную к Интернет, локальную вычислительную сеть (ЛВС), построенную на основе модели взаимодействия TCP/IP и соответствующих технологий. Внутренняя организация «облака» предполагает наличие комплекса аппаратно и программно реализованных коммутаторов, маршрутизаторов, мостов и шлюзов. Сетевая подсистема обеспечивает масштабируемость «облака» и его интеграцию в Интернет, возможность гибкого управления потоками и дополнительные возможности для контроля действий пользователя.

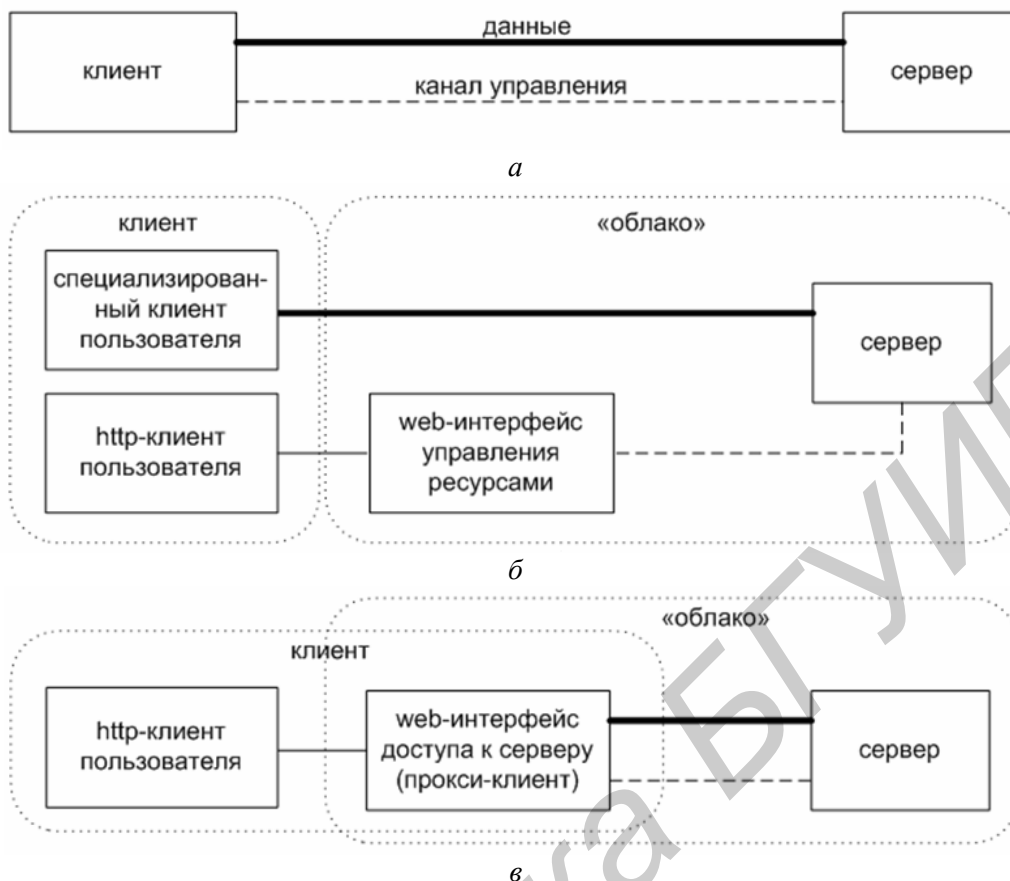


Рис. 2. Особенности клиент-серверной модели организации «облака»: *a* – независимый канал управления сервером, *б* – использование специализированного клиента, *в* – распределенная структура универсального http-клиента

Модель адресации сервисов построена на основе стандартов и средств стека протокола TCP/IP и обеспечивается средой виртуализации и управления ресурсами как показано на рис. 3. В качестве динамически выделяемых адресов виртуальных сервисов может использоваться TCP-сокеты или универсальный идентификатор ресурса (URI). Первый способ адресации доступен для типовых TCP-сервисов, характерных для IaaS и PaaS, второй является универсальным для всех сервисов «облака».

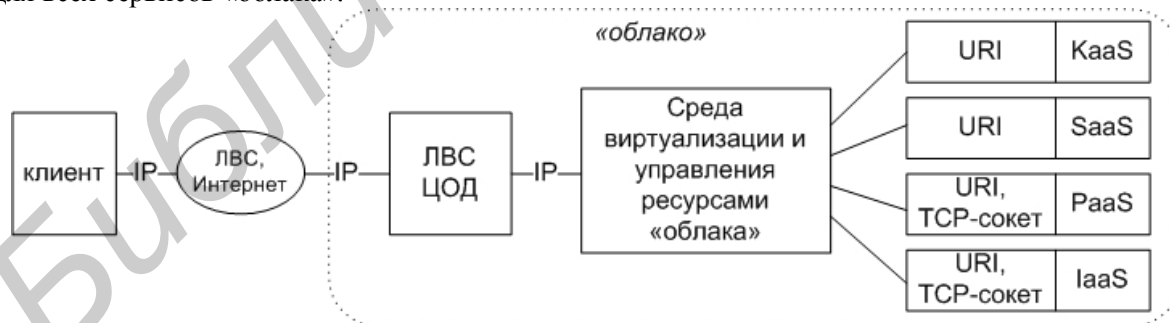


Рис. 3. Модель адресации сервисов «облака»

С точки зрения пользователя «облако» может быть расположено в локальной сети, либо доступно с использованием Интернета. В зависимости от способа организации выделяют несколько типов «облака», взаимоотношения между которыми показаны на рис. 4,а:

- «частное облако» – предназначено для использования в рамках определенной группы пользователей (корпорации, ведомства) и полностью административно подчинено этой группе;
- «публичное облако» – предназначено для свободного использования любыми пользователями независимо от их территориального размещения и подчинения, управляется незави-

симым оператором «облака», содержит, как правило, универсальные (типовые) приложения, предоставляемые на условиях соглашения об уровне услуг (service-level agreement, SLA);

- «гибридное облако» – способ работы пользователя, при котором для решения задач совместно используются сервисы как «частного облака» организации, так и «публичных облаков»;

- «общее облако» – разновидность «гибридного облака», позволяющая совместно, но с ограничением доступа, использовать ресурсы «частных облаков».

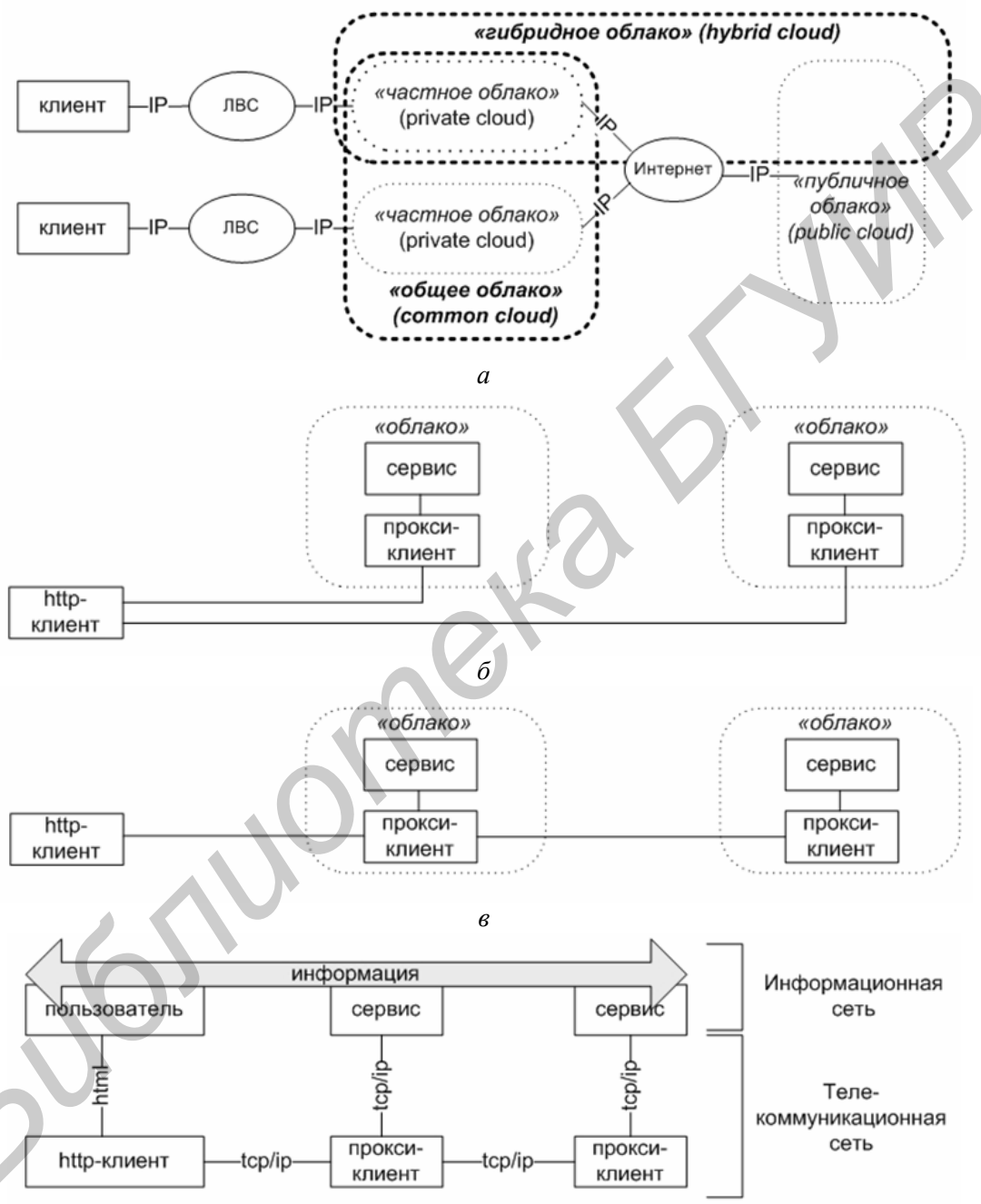


Рис. 4. Сетевые модели организации «облака» (а – соотношение типов «облаков», б – параллельная «пользовательская» модель гибридного «облака», в – последовательная «корпоративная» модель гибридного «облака», г – расширение модели сетевого взаимодействия для «облачной» системы)

Работа пользователя в «гибридном облаке» может быть организована двумя способами. На рис. 4,б показан случай, в котором пользователь самостоятельно организует работу по управлению и использованию ресурсов каждого «облака». На рис. 4,в показана «корпоративная» модель организации «гибридного облака», при которой пользователь подключается только

к «частному облаку» организации, а сервисы других частных и публичных «облаков» получает с помощью своего прокси-клиента, управляемого администрацией «частного облака». Это позволяет организовать корпоративные иерархические «облачные» схемы (например, «министерство – корпорация – завод – филиал») информационного обеспечения с централизованной подпиской и унификацией рабочих мест сотрудников по всему «гибридному облаку»: «публичные» офисные приложения, отраслевая «частная» система документооборота, заводская «частная» система хранения файлов и т.д.

При использовании «облака» пользователь ориентирован на обработку информации, а не на передачу данных. Поэтому, как показано на рис. 4,2, передача пакетов на каждом участке «облака», организуемая в рамках модели сетевого взаимодействия TCP/IP, является транспортом для более высоких уровней информационного обмена.

На основании анализа архитектуры и моделей функционирования, можно определить «облачную» компьютерную систему как информационно-коммуникационную сеть, ориентированную на удаленное предоставление любых информационных и программных приложений и обладающую высокой степенью специализации узлов, унифицированным способом передачи данных на основе стека TCP/IP и возможностями самостоятельной настройки рабочей среды для пользователей.

### **Заключение**

В истории компьютерных систем известны примеры инновационных технологий, которые не получили ожидаемого широкого практического применения вследствие неверного позиционирования, неоправданных обещаний функциональности, излишней сложности структуры, несоответствия уровню смежных систем и другим причинам.

Полученные авторами результаты позволяют позиционировать «облачные» компьютерные системы как новый способ организации информационно-коммуникационной инфраструктуры, характеризующийся упрощением и унификацией методов, средств и способов работы пользователя за счет сосредоточения высокотехнологичных операций, сложного программно-аппаратного обеспечения и квалифицированных кадров в рамках специализированных центров обработки данных.

Основными практическими преимуществами использования «облака» в инфраструктуре предприятия являются: снижение требований к техническому оснащению и квалификации пользователей, оптимизация использования дорогостоящего высокопроизводительного оборудования и программного обеспечения, упрощение процессов управления лицензиями и обновлениями, обеспечение централизованного контроля работы сотрудников, стандартизация выполнения производственных операций в рамках системы менеджмента качества.

## **FUNCTIONING MODELS OF THE CLOUDS COMPUTING SYSTEMS**

N.I. LISTOPAD, E.V. OLIZAROVICH

### **Abstract**

Clouds computing network models are presented. The architecture and the features of the clouds computing are described. There are new concepts presented at the article: Clouds Computing system and Proxy Client.

### **Список литературы**

1. *Peter Mell, Timothy Grance // The NIST Definition of Cloud Computing. Gaithersburg, 2011.*
2. *Rajkumar Buyya, James Broberg, Andrzej Gościński. Cloud Computing: Principles and Paradigms. John Wiley & Sons, 2011.*
3. *Виссия Х., Краснопрошин В.В., Вальвачев А.Н. // Вестн. БГУ. 2011. Сер. 1. №3. С. 85–86.*

УДК 621.315.592

## РЕНТГЕНОЛЮМИНЕСЦЕНЦИЯ ТЕРБИЯ В КСЕРОГЕЛЕ ОКСИДА АЛЮМИНИЯ, СФОРМИРОВАННОГО В ПОРАХ АНОДНОГО ОКСИДА АЛЮМИНИЯ

Н.В. ГАПОНЕНКО

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

Поступила в редакцию 2 марта 2012

Золь-гель методом синтезированы легированные тербием слои ксерогеля оксида алюминия в порах пленки пористого анодного оксида алюминия толщиной 1 мкм с диаметром пор 160–180 нм, выращенной на кремнии. Сформированные структуры демонстрируют рентгенолюминесценцию тербия с характерными полосами, соответствующими термам трехвалентного тербия. Установлено, что максимальная рентгенолюминесценция тербия в сформированных структурах наблюдается при ориентации детектора в направлении вдоль каналов пор анодного оксида алюминия. Обсуждаются способы повышения рентгенолюминесценции в структуре ксерогель/пористый анодный оксид алюминия.

*Ключевые слова:* тербий, оксид алюминия, люминесценция, золь-гель.

### Введение

Люминесценция тербия представляет интерес для разработки различных преобразователей ультрафиолетового и ионизирующего излучения в видимое, благодаря интенсивной полосе излучения тербия в области 545 нм, что соответствует высокой спектральной чувствительности глаза человека. Интенсивная фотолюминесценция тербия наблюдалась в коллоидных частицах [1], пленках оксида кремния, имплантированного тербием [2], а также в пленках, сформированных золь-гель методом [3]. Одним из наиболее дешевых способов формирования различных функциональных материалов является золь-гель метод [4]. Показано, что золь-гель методом можно формировать легированные лантаноидами оксиды в матрицах с мезо- и макропорами [5]. В данной работе приведены результаты синтеза, а также рентгенолюминесценции тербия в ксерогеле оксида алюминия, и обсуждается влияние матрицы пористого анодного оксида алюминия на интенсивность рентгенолюминесценции тербия.

### Методика приготовления образцов

Для приготовления золя оксида алюминия в раствор ацетилацетона ( $C_3H_8O_2$ ) и изопропанола ( $C_3H_8O$ ) добавили изопропоксид алюминия  $Al(OC_3H_7)_3$  в молярном соотношении  $Al(OC_3H_7)_3$  и  $C_3H_8O_2$  1:2 с последующим перемешиванием в течение часа при комнатной температуре. После выдержки в течение часа проводился гидролиз модифицированного прекурсора в соответствии со стехиометрическим количеством воды в среде изопропанола. Золь стабилизировали азотной кислотой. В итоге образовывался чистый, светло-желтоватый золь оксида алюминия, который стабилен в течение одного месяца. Для введения легирующей примеси в состав золя добавлялась спирто-водная смесь нитрата тербия из расчета 30%  $Tb_2O_3$  – 70%  $Al_2O_3$  (масс. %). Выбранное содержание тербия позволяет избежать концентрационного тушения тербия в оксиде алюминия.

Пленки пористого анодного оксида алюминия толщиной 1 мкм с диаметром пор 160–180 нм были сформированы на монокристаллическом кремнии двухстадийным анодированием

в электролите ортофосфорной кислоты. Золь оксида алюминия наносился на подложки монокристаллического кремния или слоя пористого анодного оксида алюминия, сформированного на кремнии, методом центрифугирования при скорости вращения 2700 оборотов в минуту длительностью 30 с. Затем для удаления влаги и остатков растворителя после центрифугирования проводилась сушка образцов при температуре 200 °С в течение 10 мин. Для приготовления образцов, содержащих от двух до семи слоев ксерогеля, операции сушки и центрифугирования повторялись. Окончательная термообработка образцов проводилась при температуре 1000°С длительностью 30 мин.

Для возбуждения рентгенолюминесценции (РЛ) применялся лабораторный источник рентгеновского излучения УРС-55 с рентгеновской трубкой БСВ-2 (Cu-антикатод, напряжение анода 40 кВ, ток анода 15 мА). Рентгеновское излучение формировалось за счет перехода  $\text{Cu K}\alpha$  с энергией 8,86 кэВ. Спектры РЛ регистрировались с помощью монохроматора МДР-23 и фотоэлектронного умножителя ФЭУ-106.

### Результаты и обсуждение

Изображения пленки пористого анодного оксида алюминия и пленки ксерогеля оксида алюминия на монокристаллическом кремнии, полученные методом растровой электронной микроскопии (РЭМ), приведены на рис. 1. По сравнению с золями оксидов титана и кремния разработанный золь оксида алюминия позволяет формировать более тонкую пленку ксерогеля. Толщина пленки ксерогеля оксида алюминия, сформированная на монокристаллическом кремнии, составляет 100 нм после десяти циклов центрифугирования и термообработки (рис. 1,а). РЭМ-анализ структуры указывает, что нанесение семи слоев ксерогеля приводит лишь к частичному заполнению ксерогелем каналов пор, сохраняя основной объем пор свободным от ксерогеля, а устья пор открытыми.

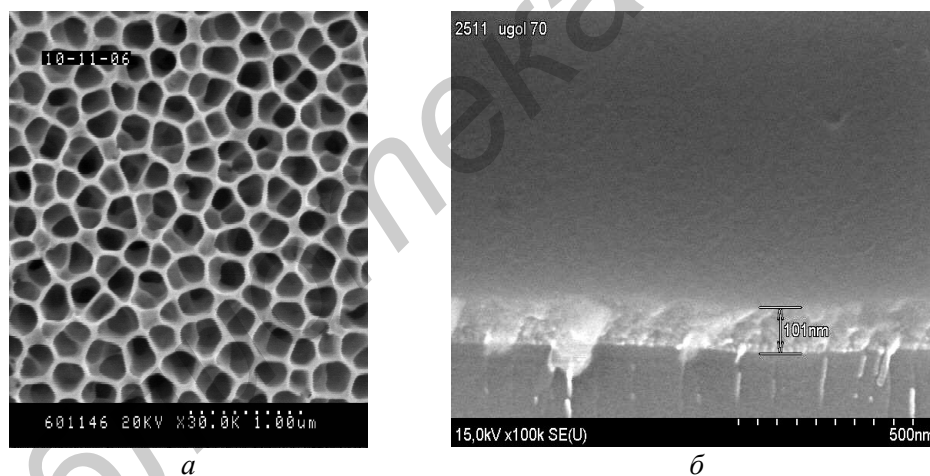


Рис. 1. РЭМ-изображение пленки пористого анодного оксида алюминия (а) и скола пленки оксида алюминия на монокристаллическом кремнии (б)

На рис 2,а приведены спектры рентгенолюминесценции структуры легированный тербием ксерогель/пористый анодный оксид алюминия/кремний. На спектре четко разрешаются две основные полосы люминесценции при 489 и 542 нм, соответствующие термам трехвалентного тербия  $^5\text{D}_4 \rightarrow ^7\text{F}_6$  и  $^5\text{D}_4 \rightarrow ^7\text{F}_5$ . Существенно, что наибольшая интенсивность рентгенолюминесценции тербия достигается при направлении рентгеновского излучения в торцевую часть образца и регистрации рентгенолюминесценции в направлении вдоль каналов пор (рис 2,б).

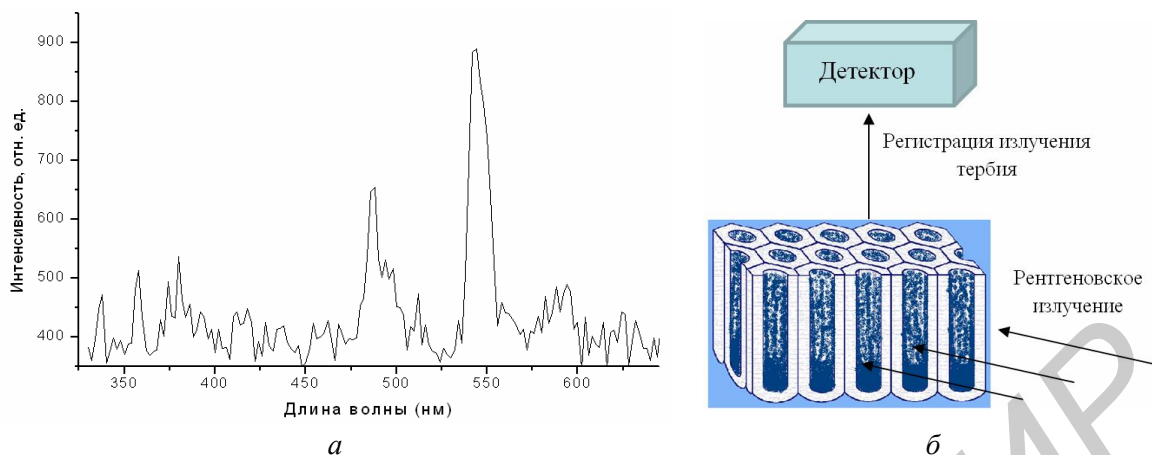


Рис. 2. Спектр рентгенолюминесценции легированной тербием структуры ксерогель/пористый анодный оксид алюминия/кремний (а) и схематичное изображение возбуждения и регистрации рентгенолюминесценции (б)

Мы предполагаем, что дальнейшее увеличение интенсивности рентгенолюминесценции тербия может быть достигнуто при следующих условиях: *a* – оптимизации концентрации тербия в ксерогеле; *б* – увеличении содержания ксерогеля в порах; *в* – увеличении проникающей способности рентгеновского излучения в область образца, содержащую легированный тербием ксерогель; *г* – увеличении толщины структуры; *д* – оптимизации плотности фотонных состояний структуры ксерогель/пористый анодный оксид алюминия.

На наш взгляд, при формировании структуры легированный тербием ксерогель/пористый анодный оксид алюминия, возбуждение рентгенолюминесценции происходит за счет тербия в ксерогеле оксида алюминия. Адсорбция тербия пористым анодным оксидом алюминия из тербийсодержащего золя маловероятна, хотя следует принимать во внимание адсорбцию тербия пористым анодным оксидом алюминия из растворов солей. Люминесценция тербия, осажденного из растворов солей, и тербия в составе ксерогеля в пористом анодном оксиде алюминия отличается кинетиками люминесценции [6]. Кроме этого, пленки пористого анодного оксида алюминия, содержащие тербий, осажденный из растворов нитратов солей, демонстрируют фотолюминесценцию тербия и при этом отсутствие рентгенолюминесценции.

Содержание тербия в ксерогеле оксида алюминия для достижения максимальной рентгенолюминесценции может быть оптимизировано за счет увеличения концентрации тербия вплоть до концентрационного тушения люминесценции. Содержание легированного тербием ксерогеля оксида алюминия в общем объеме пористого анодного оксида алюминия, облучаемого рентгеновским излучением, может быть также увеличено, что может привести к росту рентгенолюминесценции, как это наблюдалось для фотолюминесценции тербия [3] и эрбия [7] при наращивании числа слоев ксерогеля оксида титана. По данным растровой электронной микроскопии при среднем диаметре пор анодного оксида алюминия 150–170 нм основной объем пор остается незаполненным, а устья пор открытыми. Таким образом, можно полагать, что заполнение большего объема пор при оптимальной концентрации тербия может повысить интенсивность рентгенолюминесценции в структуре.

Известно, что структура ксерогель/пористый анодный оксид алюминия является оптически анизотропным материалом [8]. Интенсивность рассеянного излучения и люминесценции структуры зависит от угла регистрации, и наибольшая – в направлении вдоль каналов пор, т.е. в телесном угле, соответствующем наибольшей плотности фотонных состояний. Оптимизация структуры ксерогель/пористый анодный оксид алюминия может привести к более анизотропному перераспределению плотности фотонных состояний, что экспериментально проявляется в вытягивании индикатрисы фотолюминесценции в направлении вдоль каналов пор. В этом случае, т.е. при достижении анизотропии индикатрисы фотолюминесценции, можно ожидать увеличения и рентгенолюминесценции, регистрируемой детектором, ориентированным вдоль каналов пор анодного оксида алюминия. На наш взгляд, приведенная на рис. 2 схема регистрации рентгенолюминесценции и является следствием анизотропии плотности фотонных состояний в синтезированной нами структуре.



### Заключение

Таким образом, легированные тербием структуры ксерогель/пористый анодный оксид алюминия/кремний демонстрируют рентгенолюминесценцию тербия. Для оптимальной регистрации рентгенолюминесценции с учетом анизотропии плотности фотонных состояний рекомендуется детектор разместить вдоль каналов пор.

Автор выражает благодарность профессору Кортову В.С. и его группе за рентгенолюминесцентный анализ, Ореховской Т.И. и Николаенко И.А. за помощь при приготовлении образцов.

## TERBIUM LUMINESCENCE UNDER X-RAYS FROM ALUMINA XEROGEL FABRICATED IN THE PORES OF ANODIC ALUMINA

N.V. GAPONENKO

### Abstract

Terbium doped xerogel layers were synthesized using sol-gel method in porous anodic alumina 1 micron thick with diameter of the pores 160–180 nm, grown on silicon. The fabricated structures reveal terbium luminescence under X-rays with the bands corresponding to the terms of trivalent terbium. The strongest terbium luminescence under X-rays was found when detector was oriented at direction along the channels of the pores. The methods of increase the luminescence under X-rays from the structure xerogel/porous anodic alumina are discussed.

### Список литературы

1. Wakefield G., Keron H.A., Dobson P.J. et al. // J. Phys. Chem. Solids. 1999. Vol. 60. P. 583–589.
2. Amekura H., Eckau A., Carius R. et al. // J. Appl. Phys. 1998. Vol. 84, №7. P. 3867–3871.
3. Gaponenko N.V., Davidson J.A., Hamilton B. et al. // Appl. Phys. Lett. 2000. Vol. 76, №8. P. 1006–1008.
4. Brinker C.J., Scherer G.W. Sol-gel science: the physics and chemistry of sol-gel processing. New York, 1990.
5. Гапоненко Н.В. // Беларуская навука. 2003.
6. Podhorodecki A., Gaponenko N.V., Banski M. et al. // ECS Transactions. 2010. Vol. 28, №3. P. 81–88.
7. Gaponenko N.V., Molchan I.S., Tsyrunov D.A. et al. // Microelectronic Engineering. 2005. Vol. 81. P. 255–261.
8. Lutich A.A., Gaponenko S.V., Gaponenko N.V. et al. // Nano Lett. 2004. Vol. 4, №9. P. 1755–1758.

УДК 518.517(944)947

## О ПРИМЕНЕНИИ «АНТИВЯЗКОСТИ» ДЛЯ РАЗНОСТНОЙ СХЕМЫ ПЕРВОГО ПОРЯДКА

Ю.П. КРУПНОВ

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

*Поступила в редакцию 12 января 2012*

Предложен эффективный метод нахождения численного решения задачи, описывающей процесс движения несжимаемой жидкости.

*Ключевые слова:* уравнение в частных производных, разностная схема, аппроксимационная вязкость, разрывное решение.

В работе [1] предлагается для численного решения задачи Баклея-Леверетта

$$\frac{\partial u}{\partial t} + \frac{\partial F(u)}{\partial x} = 0, \quad F_u \geq 0, \quad (1)$$

$$\begin{aligned} u(x, 0) &= u_0(x), \quad x > 0, \\ u(0, t) &= u^0(t) \end{aligned} \quad (2)$$

по схеме с «антивязкостью»

$$u_i^{n+1} = u_i^n + \frac{\tau}{h} \left[ F_{i-1}^n - F_i^n - \frac{1}{2} (R_{i+1}^n - R_i^n) \right], \quad (3)$$

$$R_i^n = V \left( 1 - \frac{\tau}{h} \left( (F_u)_{i-1}^n + (F_u)_i^n \right) \right) (F_i^n - F_{i-1}^n). \quad (4)$$

Параметр  $V$  брать зависящим от числа Куранта  $\frac{\tau}{h} \max F_u$ . Там же рассмотрен случай линейной зависимости параметра от числа Куранта.

В данной работе изучается случай, когда имеет место квадратичная зависимость параметра от числа Куранта. Применение квадратичной зависимости позволяет улучшить результаты расчетов с любыми числами Куранта, находящимися в промежутке  $(0, 1]$ . В замечании к работе указывается вид «антивязкости», дающий улучшение результатов и в случае постоянного параметра.

Рассмотрим разностную схему (3), (4). Считаем, что в (4)

$$\begin{aligned} V &= a_0 + a_1 K_0 + a_2 K_0^2, \\ K_0 &= \frac{\tau}{h} \max F_u. \end{aligned} \quad (5)$$

Для устойчивости схемы (3) – (5) необходимо выполнение условий

$$K_0 \leq 1,$$

$$0 \leq V \leq 1.$$

Определим значения коэффициентов  $a_0, a_1, a_2$  в выражении (5). Коэффициенты  $a_0, a_1, a_2$  должны обеспечивать монотонное убывание  $V$  при  $K_0 \in (0, 1]$ , а также удовлетворять условиям

$$a_0 + a_1 + a_2 = 0,15,$$

$$a_0 + 0,1a_1 + 0,01a_2 = 0,6. \quad (6)$$

Имеет место следующая

**Теорема.** Если  $a_0$  удовлетворяет условию

$$\frac{133}{220} \leq a_0 \leq 0,705, \quad (7)$$

выполняется система уравнений (6), то функция, задаваемая формулой (5), монотонно убывает при  $K_0 \in (0, 1]$ .

*Доказательство.* Для доказательства теоремы достаточно показать, что

$$V' = a_1 + 2a_2K_0 < 0. \quad (8)$$

Из (6) не трудно получить

$$a_1 = -11a_0 + 6,65,$$

$$a_2 = 10a_0 - 6,5. \quad (9)$$

Рассмотрим три возможных случая:

$$a) \frac{133}{220} \leq a_0 < 0,65; \quad б) a_0 = 0,65; \quad в) 0,65 < a_0 \leq 0,705.$$

В случае *а*), учитывая (9) имеем  $a_1 + 2a_2K_0 < a_1 \leq 0$ .

В случае *б*) условие (8) очевидно.

Осталось рассмотреть случай *в*).

Учитывая (9), имеем

$$a_1 + 2a_2K_0 \leq a_1 + 2a_2 = 9a_0 - 6,35 < 0.$$

Следовательно, условие (8) выполняется и в случае *в*).

Теорема доказана.

Если  $K_0 \in (0, 05; 1]$ , то неравенство (7) можно заменить следующим

$$0,6 \leq a_0 \leq 0,705. \quad (7')$$

Доказательство этого утверждения проводится аналогично приведенному выше.

Не трудно видеть, что параметр  $V$ , задаваемый формулой (5) при выполнении (6), (7) ((7')) и  $K_0 \in (0, 1]$  ( $K_0 \in (0, 05; 1]$ ), удовлетворяет неравенству  $0,15 \leq V < 0,705$ .

Проведенные численные расчеты показали, что лучшие результаты получаются для минимальных значений  $a_0$ , удовлетворяющих неравенству (7) или (7').

Следовательно, для  $K_0 \in (0, 1]$  в (5) нужно положить

$$a_0 = \frac{133}{220}, a_1 = 0, a_2 = -\frac{5}{11}. \quad (10)$$

Если  $K_0 \in (0, 05; 1]$ , то

$$a_0 = 0,6, a_1 = 0,05, a_2 = -0,5. \quad (11)$$

Результаты расчетов по схеме (3) – (5), (11) и схеме [1]  $a_0 = 0,6, a_1 = -0,4, a_2 = 0$  для случая

$$F(u) = 5u^2 / ((1-u)^2 + 5u^2), u_0(x) = 0, u^0(t) = 1$$

в моменты времени  $t = 0,25, 0,5$  приведены на рис. 1.

*Замечание.* Определим в разностной схеме (3)  $R_i^n$  следующим образом:

$$R_i^n = V \left( 1 - \frac{\tau}{h} \left( E (F_u)_{i-1}^n + (1-E)(F_u)_i^n \right) \right) (F_i^n - F_{i-1}^n), \quad (12)$$

где

$$0 \leq E \leq 1,$$

$$0 < V \leq 1, V = \text{const}.$$

Если  $E = 0,5$ , то имеем обычно применяемый вид «антивязкости» [2].

Результаты численных исследований показали, что при проведении расчетов по схеме (3), (12), с различными числами Куранта, для  $V = \text{const}$  лучшие значения получаются, когда  $E = 1, V = 0,4$ .

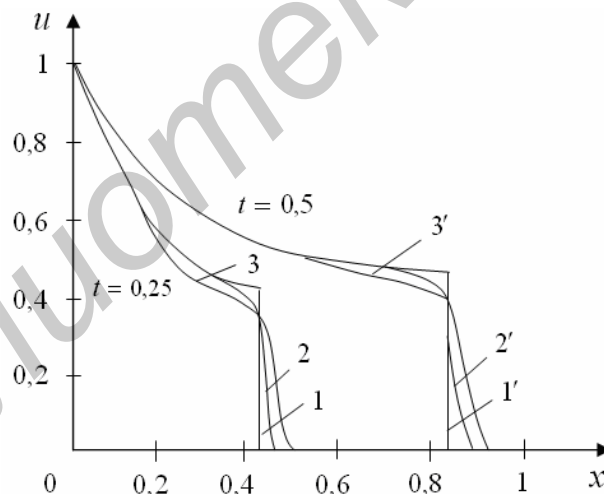


Рис. 1. Сравнение численных решений: 1, 1' – эталонные решения;

2, 2' – результаты расчетов по схеме (3) – (5), (11), когда  $\tau = 0,05, h = 0,025, K_0 = 0,5$ ;

3, 3' – результаты расчетов по схеме [1], когда  $\tau = 0,05, R = 0,025, K_0 = 0,5$

# ON THE APPLICATION OF «ANTIVIASKOST'» FOR THE DIFFERENCE SCHEME OF FIRST ORDER

YU.P. KRUPNOV

## Abstract

The set of difference schemes for the one-dimensional Buckley-Leverett problem is considered.

## Список литературы

1. *Крупнов Ю.П.* // Весті АН БССР. Сер. фіз.-мат. наук. 1985. №1. С. 122.
2. *Леви Б.И. и др.* // ВЦ СО АН СССР. 1975. С. 170–183.

Библиотека БГУМР

УДК 621.396, 621.391

## СИНТЕЗ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ И СИСТЕМНЫЙ РАСЧЕТ АППАРАТУРЫ АВАРИЙНОГО ПОИСКА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

И.И. ЗАБЕНЬКОВ

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

*Поступила в редакцию 19 декабря 2011*

Предлагается один из вариантов построения цифровой радиомаячной системы аварийного поиска беспилотного летательного аппарата. Проводится структурный синтез передатчика радиомаяка, приемного устройства радиопеленгатора и обосновывается выбор их антенн.

*Ключевые слова:* цифровая радиосистема, проектирование, приемник, передатчик, антенна, пеленгатор.

### Введение

Одним из обязательных элементов комплекса радиоаппаратуры беспилотного летательного аппарата (БЛА) является система его аварийного поиска. К ней предъявляются требования скрытности сигнала, излучаемого радиомаяком БЛА, малый вес и габариты радиомаяка, малая излучаемая мощность и ток потребления, широкие функциональные возможности радиопеленгационного устройства [1]. Реализация этих требований осуществляется использованием широкополосного псевдослучайного сигнала, амплитудного метода пеленгации излучаемого радиосигнала и применением малогабаритных антенн.

### Выбор антенн передатчика и пеленгатора

#### *Замечания к проблеме выбора типа углового пеленгатора*

Выбор схемы моноимпульсного дискриминатора в значительной степени зависит от схемы построения приемника радиопеленгатора. Поскольку приемник широкополосной системы связи должен работать с малым отношением сигнал/шум на входе, а моноимпульсный дискриминатор фазового типа требует определенного, не ниже порогового, отношения сигнал/шум на входе фазового детектора, то можно утверждать, что он более чувствителен к энергетическим характеристикам сигнала и системы в целом.

В этом отношении амплитудный дискриминатор, который может работать по выходному сигналу приемника, меньше зависит от отношения сигнал/шум на входе приемника и способа обработки сигнала.

#### *Общий подход к выбору типа передающей и приемной антенн*

Краткий анализ возможных типов антенн, которые могут быть применены в приемнике, показывает следующее [2, 3].

Основные требования, предъявляемые к антенне:

- антенна должна быть направленной, рабочий угловой диапазон – передняя полуплоскость (полусфера);
- антенна должна иметь минимальные размеры как в плоскости апертуры, так и по толщине (продольный размер). Конструктивно антенна должна быть плоской, например, панельного типа.

Анализ показывает, что наиболее приемлемыми типами антенн для рассматриваемого применения являются:

- разновидности электрических вибраторных антенн с рефлектором, в том числе печатные антенны типа «патч» [2];
- щелевые (магнитные) антенны на базе щелевых печатных и волноводных излучателей;
- магнитные рамочные антенны.

Кратко рассмотрим возможности применения и особенности каждого из перечисленных выше типов «плоских» антенн.

#### 1. Антенны на базе электрического вибратора.

В последнее время получили широкое распространение печатные «патч» антенны панельного типа. По принципу работы они относятся к антеннам типа электрического вибратора с рефлектором, поскольку активным элементом таких антенн является полосковый, круглый, прямоугольный и других сложных конфигураций печатный резонатор-излучатель («патч»), расположенный на диэлектрическом материале над экраном. Преимуществом этих антенн является малый продольный размер. Недостатками – сложность согласования с источником сигнала и узкополосность. Максимальный линейный размер элементарного излучателя такой антенны в большинстве случаев – половина или четверть волноводной длины волны полосковой структуры с учетом диэлектрика. Полоса пропускания «патч»-антенн прямо пропорциональна толщине диэлектрика (высоте «патча» над экраном) и обратно пропорциональна корню квадратному из  $\epsilon_r$  – диэлектрической постоянной диэлектрика. На рис. 1, а, б приведены типовые конфигурации «патч»-излучателей с запиткой микрополосковой и коаксиальной линией.

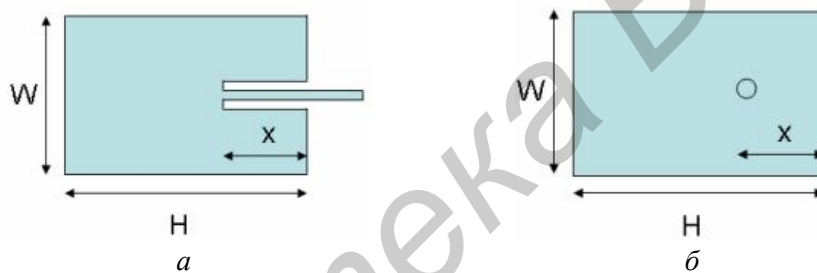


Рис. 1. Типовые конфигурации «патч»-излучателей: с запиткой микрополосковой линией (а); с запиткой коаксиальной линией (б) где  $W$  – ширина,  $H$  – высота,  $X$  – точка запитки

#### 2. Щелевые (магнитные) антенны на базе щелевых излучателей.

Щелевые антенны, которые для уменьшения продольного размера также часто изготавливаются печатными, имеют много общего с микрополосковыми «патч»-антеннами. Если в предыдущем случае поле излучения формируется токами на печатных проводниках, то в щелевой антенне поле излучения формируется токами смещения, ориентированными по  $E$  поперек щели. На рис. 2 показана типовая конфигурация печатной щелевой антенны. Сравнивая характеристики обоих типов печатных антенн, можно отметить большую широкополосность и лучшие параметры по согласованию щелевых антенн.

Физически это можно объяснить тем, что в «патч»-антеннах поле сосредоточено главным образом между полосковой структурой и экраном, и излучение происходит за счет краевых эффектов. В щелевых антеннах поле сосредоточено в зазоре между микрополосковыми проводниками, токи смещения протекают в плоскости излучения, естественным образом формируя диаграмму излучения антенны.

3. Магнитные рамочные антенны могут конструктивно быть реализованы также в виде замкнутых печатных проводников, но могут включать в себя для уменьшения размеров и многовитковые катушки.

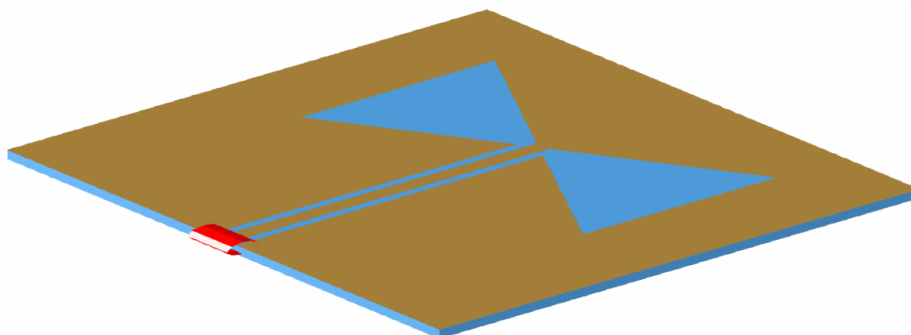


Рис. 2. Типовая конфигурация печатной щелевой антенны

В части соотношения физических размеров и основных технических характеристик (полоса пропускания, коэффициент усиления) все перечисленные виды антенн подчиняются одним фундаментальным соотношениям и не имеют существенных преимуществ одна перед другой. Так, сопротивление излучения и эффективная длина всех коротких антенн связаны соотношением [1]:

$$R_{\text{изл}} = 800(h_{\text{д}}/\lambda)^2. \quad (1)$$

Эта же формула справедлива для магнитных антенн с той разницей, что действующая длина магнитной антенны вычисляется иначе, чем действующая длина вибраторной антенны. А именно, она пропорциональна числу витков катушки, площади витка и обратно пропорциональна длине волны. Анализ показывает, что быстрое уменьшение действующей длины магнитной антенны с уменьшением линейных размеров может быть скомпенсировано увеличением числа витков катушки. При этом возрастает индуктивная составляющая входного сопротивления, которая при компенсации емкостью приводит к сужению полосы согласования антенны, т.е. к результату, аналогичному для электрических антенн.

Формула (1) показывает, что при укорочении антенн наблюдается общая тенденция уменьшения входного сопротивления антенн, т.е. ухудшения условий согласования. Результатом этого, как правило, является сужение полосы пропускания коротких антенн.

#### *Приемная антенна*

С учетом проведенного обзора вариантов выполнения малогабаритных антенн можно предложить следующие принципы построения приемной антенны.

1. Антенна представляет собой плоскую решетку панельного типа из двух печатных излучателей, на базе которых будет реализован моноимпульсный азимутальный пеленгатор.
2. Антенна должна иметь близкую к кардиоидной диаграмму направленности в горизонтальной (азимутальной) плоскости с шириной диаграммы направленности на уровне первого нуля вблизи 180 град.
3. Для облегчения условий согласования с антенной длина излучателя (электрического или магнитного) должна быть близка к  $\lambda/2$ .

Расчет показывает, что антенна по суммарной ДН будет иметь КНД около 9 дБ, ширина ДН по уровню 3 дБ около 80 град.

#### *Передающая антенна*

Наилучшим вариантом построения всенаправленной передающей антенны можно считать печатную антенну на базе штыревого четвертьволнового вибратора или симметричного полуволнового вибратора. Такая антенна обеспечивает практически изотропную в азимутальной плоскости диаграмму направленности и с небольшим угловым сектором около 40 град. низкого усиления (менее 3 дБ) вдоль оси антенны. Этот угол можно еще более сузить уменьшением эффективной длины антенны. На рис. 3 представлен один из вариантов передающей антенны.



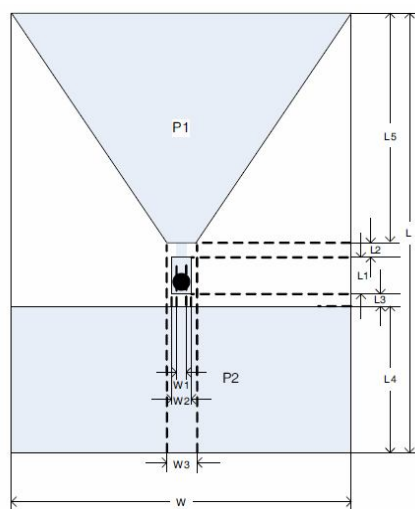


Рис. 3. Передающая антенна

### Синтез структурной схемы радиомаяка

#### Выбор сигнала системы радиопеленгации

Для надежного функционирования системы поиска беспилотного летательного аппарата (БЛА) необходимо принять комплекс мер по защите от обнаружения излучаемых сигналов средствами радиоразведки, т.е. обеспечить скрытность сигналов.

Для системы радиопеленгации (РП) приоритетное значение имеет энергетическая скрытность, под которой понимается способность энергетического обнаружения сигналов на фоне помех. Один из путей решения этой задачи – уменьшение мощности передатчика системы РП и, следовательно, понижение уровня на входе разведывательного приемника. Однако при этом сокращается дальность радиопеленгации, что не всегда приемлемо. С другой стороны, снижение вероятности энергетического обнаружения радиосигнала обеспечивается за счет уменьшения его спектральной плотности мощности в точке приема, т.е. при неизменной мощности передатчика системы РП необходимо использовать широкополосные сигналы с базой  $B = \Delta f \cdot T$  (где  $\Delta f$  и  $T$  – ширина спектра и длительность сигнала соответственно). Известно, что при согласованной фильтрации отношение сигнал/шум на выходе избирательной системы в момент окончания сигнала достигает максимального значения  $(q_{\text{ВВХ}})^2 = 2 (q_{\text{ВХ}})^2 B$ , где  $q_{\text{ВХ}}$  – отношение сигнал/шум на входе. Поэтому при увеличении базы сигнала  $B$  можно получить то же отношение сигнал/шум на выходе фильтра (такую же вероятность правильного приема сигнала) при меньшем в  $B$  раз отношении сигнал/шум на входе, т.е. при более высокой скрытности радиосигнала в эфире.

В разрабатываемой радиомаячной системе используется ШПС с базой  $B \geq 255$ . При этом повышается не только энергетическая, но и информационная и структурная скрытность работы системы РП.

#### Синтез структурной схемы радиомаяка

Радиомаяк (РМ) входит в состав бортового радиоэлектронного оборудования БЛА и предназначен для автоматической аварийной передачи радиосигнала при невозврате БЛА в запланированное место посадки. Кроме радиосигнала РМ должен излучать акустический и световой сигналы, которые ускорят поиск БЛА на близком расстоянии (10–50м). Структурная схема РМ представлена на рис. 4 и состоит из следующих основных блоков, которые будут объединены конструктивно на одной плате: передатчика (ПРД), блока управления радиомаяка (БУР), блока сигнализации (БС), коммутатора питания (КП), источника питания РМ (ИПР). К периферийным устройствам РМ относятся антенна РМ (АРМ) с ВЧ-кабелем, оптический излучатель (ОИ), акустический излучатель (АИ) с линиями питания.

Передатчик предназначен для формирования шумоподобного сигнала (ШПС), представляющего собой фазоманипулированный сигнал, модулированный псевдослучайной после-

довательностью (ПСП). Вид ПСП определяется кодом ПСП и является идентификационным признаком РМ (или его номером).

Сигнал несущей частоты вырабатывается синтезатором частот, в котором происходит его фазовая манипуляция (0/180 град.). Усилитель мощности (УМ) имеет регулировку усиления, что позволяет регулировать мощность ПРД. Выходной каскад УМ работает в экономичном ключевом режиме; образующиеся при этом гармоники несущей частоты задерживаются полосовым фильтром.

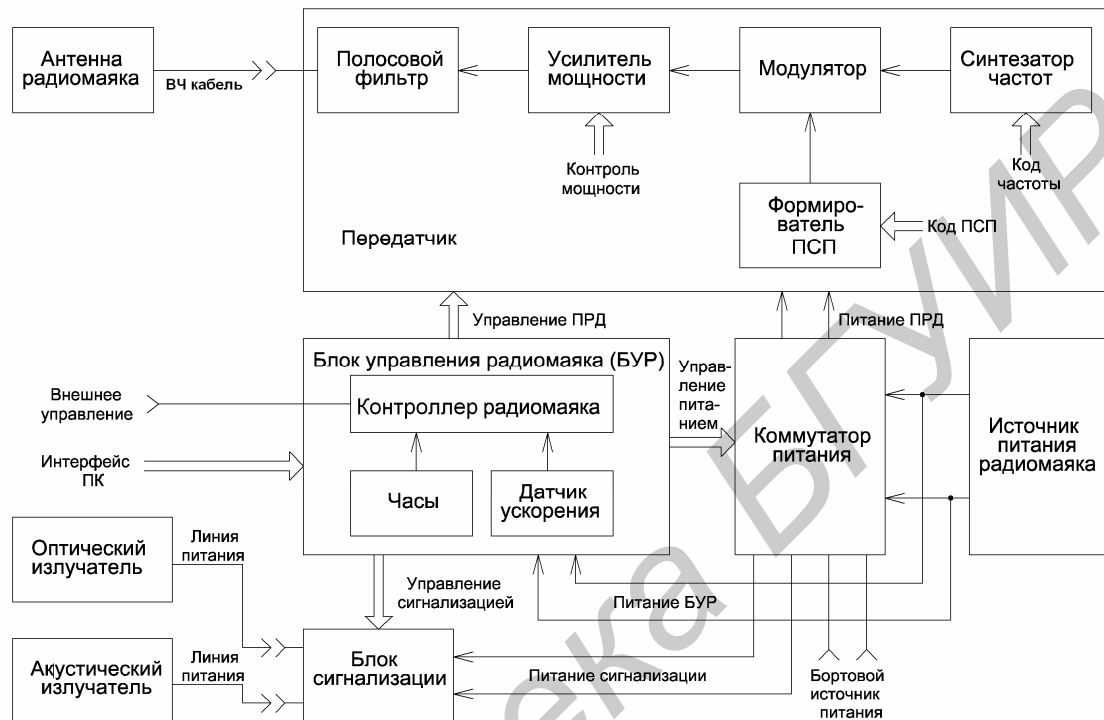


Рис. 4. Структурная схема радиомаяка

ПРД включается сигналом с КП. При этом усилитель мощности должен быть выключен внутренним сигналом «Контроль мощности». Далее следует загрузка кода частоты, кода ПСП и кода мощности, после чего устанавливается требуемая мощность ПРД. БУР предназначен для включения РМ по сигналу «пуск», в качестве которого может быть использован внешний сигнал управления или внутренние – от датчика ускорения или таймера, управления питания и режимом работы блока сигнализации (световым и акустическим сигналами). Питание блока управления осуществляется от отдельного автономного источника питания радиомаяка. В состав БУР входит контроллер радиомаяка, где хранится программа управления всех блоков РМ, микросхема часов и датчик ускорения. Контроллер радиомаяка может включать РМ от внешнего сигнала управления, от собственного датчика ускорения (в момент перегрузки при приземлении БЛА) или по таймеру (например, после двух часов после запуска БЛА).

Коммутатор питания (КП) обеспечивает подачу питания на ПРД и БС от бортового источника питания (БИП) или источника питания радиомаяка. Блок сигнализации (БС) вырабатывает прерывистые сигналы соответствующей мощности, подаваемые на ОИ и АИ после поступления соответствующего сигнала с БУР. Акустическую и оптическую сигнализации следует включать по таймеру после включения радиосигнала передатчика через интервал времени  $\Delta t$ .

#### Описание структурной схемы радиопеленгатора

Структурная схема двухканального радиопеленгатора показана на рис. 5. Она состоит из аналоговой и цифровой частей. Антенная система представлена двумя антеннами, фазовые центры которых сдвинуты на  $\lambda/2$ , а диаграммы направленности на  $\theta/2$ , где  $\theta$  – ширина диаграммы направленности одной антенны. Такая антенная система позволяет реализовать как амплитудный, так и фазовый методы радиопеленгации.

Аналоговые радиотракты имеют одинаковую структуру и состоят из полосового фильтра радиочастоты ПФ-РЧ-1, смесителя, полосового фильтра промежуточной частоты ПФ-

ПЧ-1, усилителя промежуточной частоты с регулируемым усилением УПЧ-1, малоразрядного аналого-цифрового преобразователя АЦП-1.

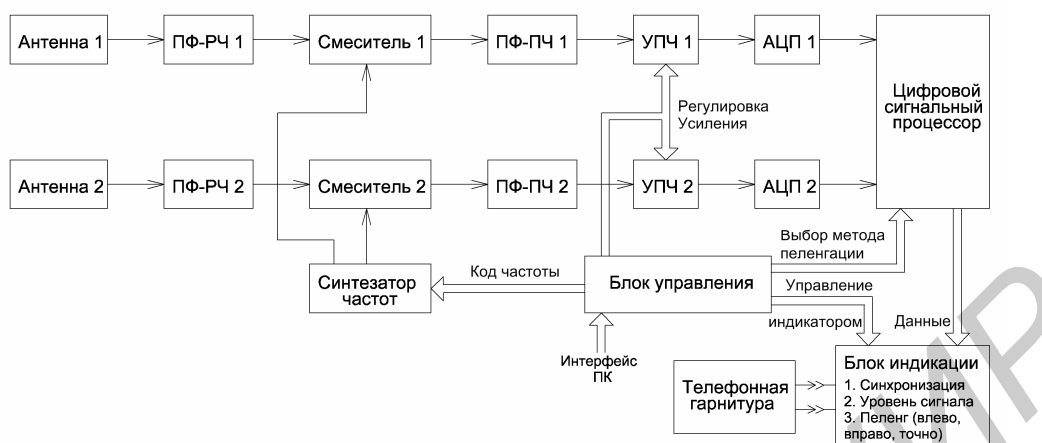


Рис. 5. Структурная схема радиопеленгатора

Цифровая обработка принятого сигнала осуществляется в цифровом сигнальном процессоре (ЦСП). Основные его функции: 1) поиск ШПС по задержке и частоте; 2) синхронизация (слежение за задержкой и частотой); 3) измерение уровней сигналов в каналах; 4) решение пеленгационной задачи – вычисление угла пеленга на радиомаяк; 5) формирование сигналов индикации (данных) для блока индикации.

Блок управления (БУ) содержит контроллер с ПЗУ и формирует код частоты синтезатора частот, вырабатывающего колебания гетеродинов для смесителей, сигналы управления для ЦСП и блока индикации. Блок индикации (БИ) содержит индикатор синхронизации, индикатор уровня сигнала, который может быть проградуирован в единицах расстояния до РМ, аналоговый индикатор пеленга (точно, влево, вправо) и цифровой индикатор пеленга относительно направления движения. Кроме того, целесообразно иметь в БИ магнитный компас, чтобы определять пеленг относительно северного направления.

### Заключение

В статье представлены результаты работ по выбору антенны радиомаяка, описаны принцип его работы и все функциональные узлы. Синтезирована и описана структурная схема передающего тракта радиомаяка и приемного тракта радиопеленгатора.

## DESIGNING ILS OF THE EMERGENCY UAV SEARCH

I.I. ZABENKOV

### Abstract

One way to construct a digital ILS emergency search UAV is carried out. A structural synthesis of the transmitter beacon receiver and direction finder substantiate the choice of antenna is given.

### Список литературы

1. Рембовский А.Н., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Радиомониторинг – задачи, методы, средства. М., 2010.
2. Лось В.Ф. Микрополосковые и диэлектрические резонаторные антенны. М., 2002.
3. Панченко Б.А., Князев С.Т., Нечаев Ю.Б. Электродинамический расчет характеристик микрополосковых антенн. М., 2002.

УДК 621.385.64

## ШУМОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГЕНЕРАТОРА СВЧ НА ДИОДЕ ГАННА С ВНЕШНЕЙ ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

А.О. АШАМИС, А.М. БРИГИДИН

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

Поступила в редакцию 27 марта 2012

Исследованы характеристики генератора СВЧ с внешней дополнительной обратной связью (ВДОС). Как показывает анализ литературных источников [1–3], на практике такие устройства используются в качестве источников гармонических колебаний и для разработчиков радиоаппаратуры несомненно важными являются такие характеристики генератора СВЧ с ВДОС, как перестройка частоты (особый интерес представляет новая конструкция генератора СВЧ с ВДОС, описанная в работе [4]), шумовые характеристики этого устройства и т.д.

**Ключевые слова:** генератор СВЧ, гармонические колебания, цепь внешней дополнительной обратной связи, радиоаппаратура, шумовые характеристики устройств.

### Введение

Для анализа характеристик генератора СВЧ с ВДОС в этой работе используются два метода: аналитический и экспериментальный. Аналитические соотношения для нахождения полосы перестройки генератора СВЧ с ВДОС определяются путем составления и решения укороченных уравнений установления амплитуды и фазы генератора СВЧ с ВДОС. В данной работе рассматриваются генераторы, выполненные на основе диодов Ганна.

### Теоретический анализ

Рассмотрим структурную схему устройства управления частотой автогенератора СВЧ с ВДОС, представленную на рис. 1.

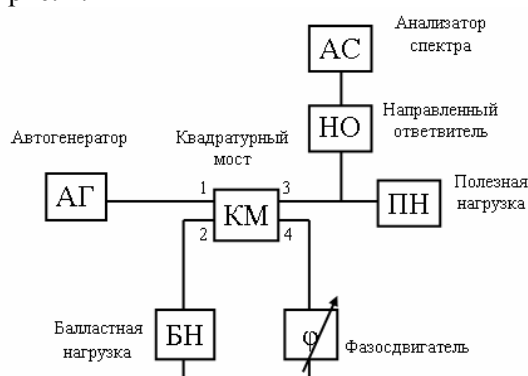


Рис. 1. Структурная схема устройства управления частотой автогенератора СВЧ

Задачей данной конструкции генератора СВЧ с ВДОС является увеличение диапазона перестройки частоты и упрощение конструкции устройства. Это достигается тем, что между автогенератором СВЧ и полезной нагрузкой включено мостовое устройство типа квадратурного

моста, к противоположным плечам 2 и 4 которого соответственно подключены балластная нагрузка и электронный фазовращатель отражающего типа.

Чтобы определить зависимость частоты от величины модуля и фазы коэффициента отражения в генераторе СВЧ и ВДОС, необходимо найти дифференциальные укороченные амплитудные и фазовые уравнения, описывающие работу данного устройства, которые дают возможность отыскать спектр генератора, а затем рассчитать его восприимчивость.

Анализ работы схемы проведем на основе квазилинейного метода, суть которого состоит в медленности изменения амплитуды, т.е. относительные изменения амплитуды за период колебания малы по сравнению с единицей:

$$\frac{1}{U} \frac{dU}{dt} T_0 \ll 1. \quad (1)$$

В СВЧ-диапазоне принято проводимость, вносимую нагрузкой, выражать через модуль  $K_{отр}$  и фазу  $\Psi_{отр}$  коэффициента отражения по напряжению на входе фидерной линии, соединяющей генератор с нагрузкой. Входная проводимость такой линии

$$Y_{0\text{вх}} = Y_0 \dot{Y}_{\text{вдос}} = \frac{Y_0 (1 - K_{отр}^2 + j2K_{отр} \sin \Psi_{отр})}{\alpha_T^2 (1 + K_{отр}^2 + j2K_{отр} \cos \Psi_{отр})}. \quad (2)$$

Выходное устройство генераторного прибора, трансформирующее эту проводимость к зажимам колебательной системы генератора, можно представить в виде эквивалентной схемы (рис. 2), состоящей из идеального трансформатора с коэффициентом трансформации  $\alpha_T$ , реактивной проводимости  $b'$  и сопротивления  $x'$ .

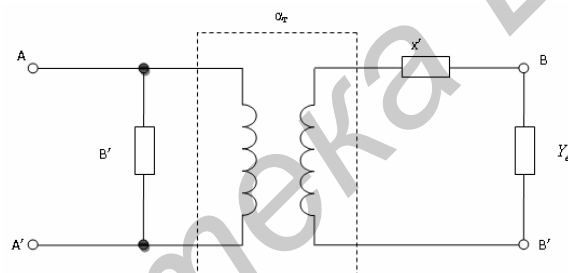


Рис. 2. Эквивалентная схема идеального трансформатора генератора

### Экспериментальная часть

Для проверки теоретических выкладок были проведены экспериментальные исследования диапазона перестройки частоты генератора СВЧ с ВДОС на диоде Ганна с помощью фазовращателя отражательного типа, включенного в цепь внешней дополнительной обратной связи (ВДОС).

Структурная схема диодного автогенератора СВЧ приведена на рис. 1. При проведении эксперимента использовался автогенератор, выполненный на основе волноводной резонаторной системы, в которую включен диод Ганна 3А703А. При расчете использовались следующие данные:  $f_1=9,03$  ГГц,  $f_0=9,2$  ГГц,  $Q_{\text{вн}}=40$ ,  $K_{отр}=0,3$ . Результаты расчета и эксперимента по диапазону перестройки частоты в крайних точках различаются на 20–25%.

Следует отметить, что физическая сущность процессов, происходящих в генераторе СВЧ с ВДОС, имеет принципиальное сходство с явлением затягивания частоты генератора СВЧ [5, 6]. Экспериментально и теоретически это сходство подтверждается сравнением графиков кривых затягивания частоты генератором кривых перестройки частоты в генераторе с ВДОС.

Шумовые излучения значительно ухудшают электромагнитную обстановку в районе, где работают радиосистемы. Одновременно хуже становятся другие характеристики радиотехнических устройств и систем.

Физическое существование шумов в автогенераторах объясняется тем, что при подаче постоянных напряжений на активных элементах в отсутствие колебаний выходной ток совер-

шает случайные от среднего значения, т.е. является случайно функцией времени. Это связано с вероятностным характером движения носителей заряда в полупроводнике.

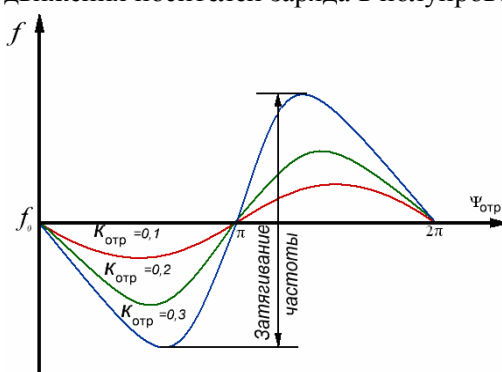


Рис. 3. Кривые затягивания частоты генератора СВЧ для различных значений модуля коэффициента отражения.

На практике уровень шумов автогенератора определяют мощностью, содержащейся в некоторой достаточно малой полосе частот  $\Delta f_{ш}$ , отстоящей от средней частоты генератора  $f_r$  на частоту  $F$ .

Уровень амплитудных шумов обычно оценивают величиной:

$$\left[ \frac{P_{ш}}{P_{вых}} \right] = 10 \lg \frac{P_{ш}}{P_{вых}}. \quad (3)$$

При теоретическом анализе для определения флуктуаций частоты и амплитуды генератора используют следующую математическую модель источника шумового тока [7]:

$$i_{ш}^2(F) = 2gl_0^2 [1 + (F_s / F_{ш})^\alpha] \Delta F. \quad (4)$$

В выражении (4) приняты следующие обозначения:  $i_{ш}^2$  – среднеквадратическая величина шумового тока источника,  $g$  – заряд электрона,  $I_0$  – величина среднего тока диода,  $\gamma$  – показатель степени, учитывающий качество структуры диода,  $\alpha$  – показатель степени, определяющий крутизну наклона спектральной характеристики шума и связанный с состоянием поверхности полупроводника,  $F_s$  – частота среза, т.е. частота, на которой уровень шума на 3дБ выше величины равномерного участка спектра, т.е. «белого» шума,  $F_{ш}$  – частота исследуемых шумов,  $\Delta f_{ш}$  – полоса частотного анализа шумов.

В нашем случае для измерения частотных флуктуаций генератора СВЧ с ВДОС на диоде Ганна использовался анализатор спектра фирм Agilent типа E4407B.

Схема измерительной установки изображена на рис. 4.

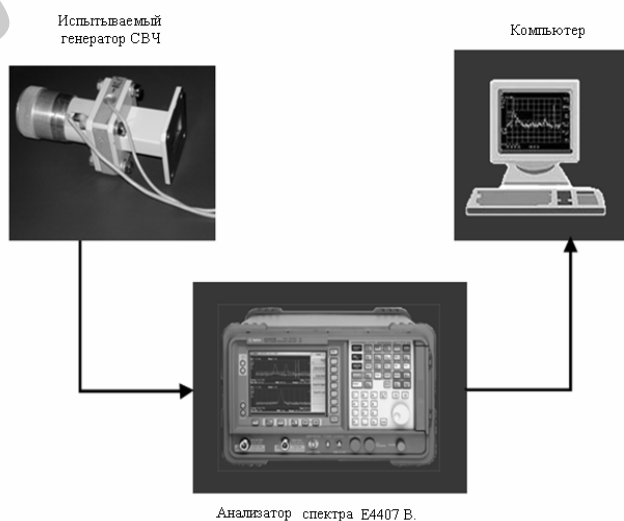


Рис. 4. Структурная схема установки для измерения частотных флуктуаций

На графиках (рис. 5 и рис. 6) приведены спектрограммы, записанные на компьютер с выхода анализатора спектра. Из этих спектрограмм видно, что ВДОС уменьшает частотные флуктуации на 12,6 дБ. Значения уровня измеренных амплитудных шумов были несколько выше рассчитанных, по-видимому, вследствие того, что метод непосредственного детектирования не позволяет точно учесть уровень собственных шумов аппаратуры. Измеренные уровни частотных шумов были более близки к теоретическим.

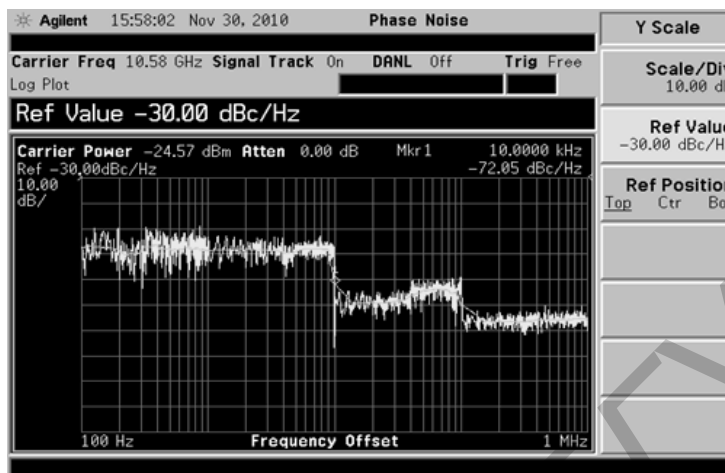


Рис. 5. Зависимость уровня частотных флуктуаций генератора СВЧ с ВДОС

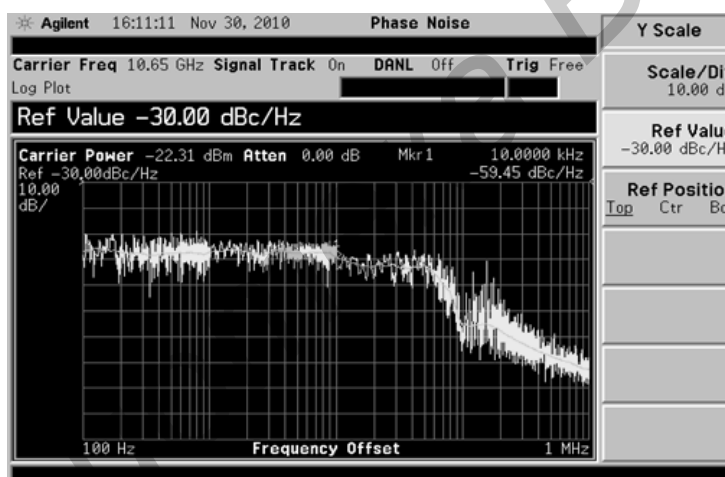


Рис. 6. Зависимость уровня частотных флуктуаций генератора СВЧ без ВДОС

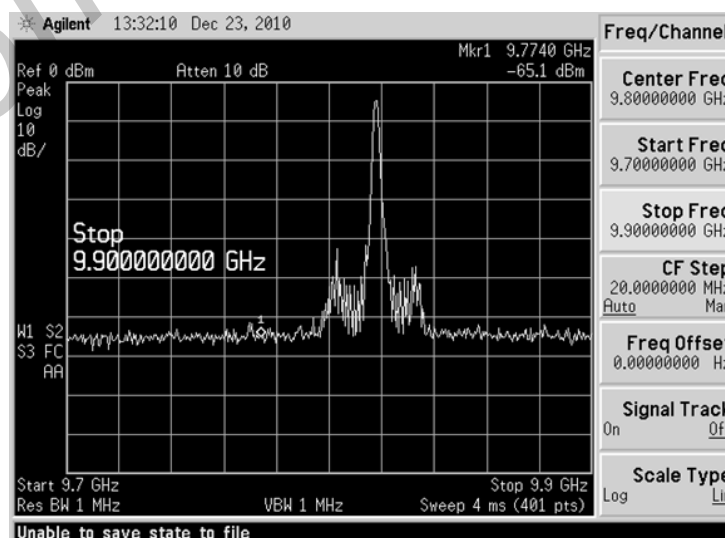


Рис. 7. Спектральная характеристика сигнала генератора СВЧ с ВДОС

## Заключение

Проведен расчет фиксирующей способности колебательных систем генераторного диода Ганна на основе дисперсионных резонаторов, определены уровни частотных (фазовых) и амплитудных шумов. Учет показал, что их влияние незначительно в сантиметровом диапазоне длин волн и более значительно в миллиметровом диапазоне. Низкий уровень шумов и простота конструкции позволяют использовать такие генераторы в качестве высокочувствительных СВЧ-датчиков, гетеродинов радиоприемных и других устройств как в сантиметровом, так и в миллиметровом диапазонах длин волн.

## NOISE CHARACTERISTICS OF MICROWAVE GENERATOR ON GUNN DIODE WITH AN EXTERNAL ADDITIONAL FEEDBACK

A.O. ASHAMES, A.M. BRIGIDIN

### Abstract

This paper is devoted to the characteristics of a microwave generator with an additional external feedback. As analysis of the literature shows, in practice, such devices are used as sources of harmonic oscillations, and for developers of radio is undoubtedly important such characteristics of the microwave generator with an external additional feedback, as frequency tuning.

### Список литературы

1. *Минаев М.И.* Генераторы СВЧ с внешней дополнительной обратной связью. Минск, 1984.
2. *Шматько А.А.* // Microwave & Telecommunication Technology (Stimico 2005), Ukraine.
3. *Железовский Б.Е., Кальянов Э.Г.* Многочастотные режимы в приборах сверхвысоких частот. М., 1978.
4. *Ашамис А.О., Кислый Ю.А., Бригидин А.М.* // Докл. БГУИР. 2010. №48. С.11–16.
5. *Бычков С.И.* Вопросы теории и практического применения приборов магнетронного типа. М., 1967.
6. *Вамберский М.В., Казанцев В.И., Шелухин С.А.* Передающие устройства СВЧ. М., 1984.
7. *Бельский А.Я., Зацепин Е.Н.* // Изв. АН БССР. 1985. №4. С. 107–110.



УДК 621.396.96

## ФИЛЬТРАЦИЯ ПОСРЕДСТВОМ ВЫБОРКИ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ. ОБОБЩЕННЫЙ ФИЛЬТР ЧАСТИЦ (PARTICLE FILTER)

А.В. ПАРАХНЕВИЧ, А.С. СОЛОНАР, С.А. ГОРШКОВ

Военная академия Республики Беларусь  
Минск-57, 220057, Беларусь

Поступила в редакцию 22 декабря 2011

Рассмотрено описание нелинейной байесовской фильтрации численным методом Монте-Карло, показана суть метода фильтрации посредством выборки весовых коэффициентов, описаны особенности алгоритма перевыборки и построение обобщенного фильтра частиц на основе алгоритмов выборки весовых коэффициентов и перевыборки.

*Ключевые слова:* нелинейная фильтрация, метод Монте-Карло, выборка весовых коэффициентов.

### Введение

Данная статья является второй в цикле статей, посвященных описанию фильтров частиц используемых в задачах нелинейной дискретной байесовской фильтрации. В первой статье [1] был рассмотрен метод численного интегрирования Монте-Карло [2–4] применительно к аппроксимации произвольных плотностей вероятности набором  $N$  случайных точек (частиц) и, как частный случай, аппроксимация апостериорных плотностей вероятности фильтруемых дискретно изменяющихся случайных марковских векторных параметров [5].

Эта статья посвящена переходу от выражения рекуррентного вычисления весов  $w_k^i$  и координат частиц  $\mathbf{a}_k^i$  для аппроксимации апостериорной ПВ вектора состояния  $\mathbf{a}_k$  размерностью  $n_a$ , описанного в [1], к алгоритму работы обобщенного фильтра частиц. В статье также рассматриваются проблемы вырождения частиц и пути их устранения.

Цель статьи: рассмотреть алгоритм фильтрации обобщенного фильтра частиц.

### Постановка задачи

Исходными данными являются совокупность из  $N$  частиц на  $k-1$  шаге  $\{\mathbf{a}_{k-1}^i, w_{k-1}^i\}_{i=1}^N$  с координатами  $\mathbf{a}_{k-1}^i$  и весами  $w_{k-1}^i$  (при  $i = \overline{1:N}, N \gg 1$ ) [1], а также результат наблюдения на текущем шаге  $\theta_k$ .

Задача: записать рекуррентный алгоритм работы обобщенного фильтра частиц, формирующего оценку измеряемого параметра  $\hat{\mathbf{a}}_k$ .

Для решения поставленной задачи последовательно рассмотрим алгоритм выборки весовых коэффициентов SIS (Sequential Importance Sampling), опишем явление вырождения (как результат использования алгоритма SIS) и алгоритм перевыборки (Resampling; как средство предотвращения такого вырождения). Далее перейдем к рассмотрению алгоритма обобщенного фильтра частиц (SIR Particle Filter).

## Фильтрация посредством выборки весовых коэффициентов

В основе алгоритма фильтрации частиц посредством выборки весовых коэффициентов лежит рекуррентное вычисление весов случайных отсчетов (частиц) и аппроксимация апостериорной плотности вероятности  $p(\mathbf{a}_k | \Theta_k)$  вектора состояния  $\mathbf{a}_k$  при наблюдении совокупного вектора наблюдений  $\Theta_k$ , где  $\Theta_k = \{\theta_k, \theta_{k-1}, \dots, \theta_1\}$  [1, 6, 7].

Последовательность операций для определения апостериорной ПВ на  $k$ -ом шаге измерения при использовании алгоритма выборки весовых коэффициентов представлена в псевдокоде на рис. 1. За этот алгоритм отвечает функция выборки весовых коэффициентов SIS, на вход которой с предыдущего шага измерения поступает набор из  $N$  частиц с соответствующими координатами и весами  $\{\mathbf{a}_{k-1}^i, w_{k-1}^i\}_{i=1}^N$ , и результат наблюдения на текущем шаге  $\theta_k$ . На выходе функции формируется совокупность частиц  $\{\mathbf{a}_k^i, w_k^i\}_{i=1}^N$  в качестве аппроксимации апостериорной плотности вероятности  $p(\mathbf{a}_k | \Theta_k)$  [1, 6, 8–10], а также оценка математического ожидания аппроксимируемой апостериорной ПВ  $\bar{\mathbf{a}}_k$  [11, 12].

Так как процедура фильтрации является рекуррентной, то вычисление текущей оценки апостериорной плотности вероятности осуществляется с использованием весов, экстраполированных с предыдущего на текущий шаг при помощи переходной значимой плотности вероятности (пункт 2 псевдокода на рис. 1), описанной в [1, 6, 12].

$$\left[ \{\mathbf{a}_k^i, w_k^i\}_{i=1}^N, \bar{\mathbf{a}}_k \right] = \text{SIS} \left[ \{\mathbf{a}_{k-1}^i, w_{k-1}^i\}_{i=1}^N, \theta_k \right]$$

**Вход:**  $\{\mathbf{a}_{k-1}^i, w_{k-1}^i\}_{i=1}^N$  – аппроксимация апостериорной ПВ на  $(k-1)$  шаге (совокупность частиц и весов на  $(k-1)$  шаге);  
 $\theta_k$  – вектор наблюдаемых параметров на текущем шаге;

**Выход:**  $\{\mathbf{a}_k^i, w_k^i\}_{i=1}^N$  – аппроксимация апостериорной ПВ на текущем  $k$ -ом шаге (совокупность частиц на  $k$ -ом шаге);  
 $\bar{\mathbf{a}}_k$  – оценка математического ожидания аппроксимируемой апостериорной ПВ

1. Генерация координат частиц из значимой ПВ  $q(\mathbf{a}_k | \mathbf{a}_{k-1}, \theta_k)$  (for  $i=1, \dots, N$ ):  
 $\mathbf{a}_k^i \sim q(\mathbf{a}_k | \mathbf{a}_{k-1}, \theta_k)$ .
2. Определение значений ненормированных весов частиц (for  $i=1, \dots, N$ ):  
 $\tilde{w}_k^i \propto w_{k-1}^i \frac{p(\theta_k | \mathbf{a}_k^i) p(\mathbf{a}_k^i | \mathbf{a}_{k-1}^i)}{q(\mathbf{a}_k^i | \mathbf{a}_{k-1}^i, \theta_k)}$ .
3. Определение нормирующего коэффициента  
 $c_k = \sum_{i=1}^N \tilde{w}_k^i$ .
4. Вычисление нормированных весов частиц (for  $i=1, \dots, N$ ):  
 $w_k^i = \tilde{w}_k^i / c_k$ .
5. Нахождение математического ожидания аппроксимируемой плотности вероятности:  
 $\bar{\mathbf{a}}_k = \sum_{i=1}^N w_k^i \mathbf{a}_k^i$ .
6. Вернуть результат в виде математического ожидания плотности вероятности и набора координат и весов  $\left[ \{\mathbf{a}_k^i, w_k^i\}_{i=1}^N, \bar{\mathbf{a}}_k \right]$ .

Рис. 1. Псевдокод алгоритма фильтрации посредством выборки весовых коэффициентов (SIS)

## Проблема вырождения

Наличие предполагаемого случайного маневра цели  $\sigma_m$  в модели движения, заложенной в фильтр, будет приводить к тому, что координаты частиц с течением времени будут получать все больший разброс (наблюдается рост дисперсии ошибки аппроксимации ПВ). Число частиц, формирующих результирующую оценку математического ожидания апостериорной плотности вероятности, будет уменьшаться, и в конечном итоге оценку будет формировать лишь одна значимая частица, с весом, значительно превышающим веса остальных частиц. Это неизбежно будет приводить к увеличению ошибок фильтрации и срыву с сопровождения. В [6] возникновение таких ситуаций названо «явление вырождения». Графически вырождение можно пояснить рис. 2. Слева на рисунке представлена гауссова плотность вероятности аппроксимированная набором из  $N$  частиц на 1-м шаге наблюдения. На  $k$ -ом шаге (справа на рис. 2) по-

казан набор тех же  $N$  частиц, но значительно разбросанных по пространству за счет случайного маневра цели в модели движения, воздействующего на выборку  $k$  раз наблюдений. Легко заметить, что на  $k$ -ом шаге плотность вероятности аппроксимирует всего одна частица с преобладающим весом.

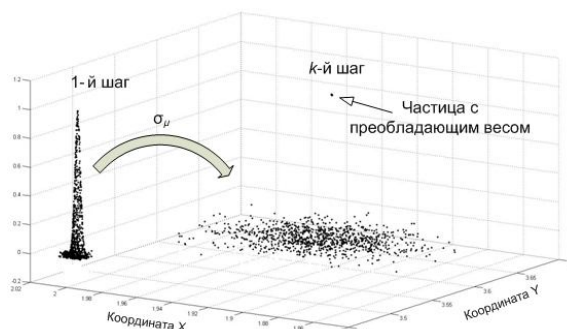


Рис. 2. Пример вырождения выборки за  $k$  шагов моделирования при  $N=1000$

Явления вырождения невозможно избежать при рекуррентном использовании метода интегрирования Монте-Карло при решении задач последовательных решающих статистик, что явилось главной проблемой в развитии численных методов фильтрации [6]. В 1994 году Августином Конгом [13] в качестве меры вырождения было предложено использовать оценку эффективного размера выборки  $\hat{N}_{eff}$ , показывающую число частиц, веса которых значительны [6, 13]:

$$\hat{N}_{eff} = \frac{1}{\sum_{i=1}^N (w_k^i)^2} \quad (1)$$

где  $w_k^i$  – нормированный вес.

Эффективный размер выборки лежит в диапазоне:  $1 \leq N_{eff} \leq N$ . Для обоснования этого утверждения достаточно рассмотреть два случая. В том случае, когда веса частиц одинаковые (т.е.  $w_k^i = 1/N$  для  $i=1, \dots, N$ ), эффективный размер выборки будет равен числу частиц:  $N_{eff} = N$ . В противоположном случае, когда  $w_k^i = 1$  и  $w_k^j = 0$  для всех  $i \neq j$ , эффективный размер равен единице  $N_{eff} = 1$ .

### Перевыборка

В качестве средства для борьбы с явлением вырождения частиц используется перевыборка [6, 8, 11, 12, 14–17] – повторная генерация частиц на  $k$ -ом шаге по определенному правилу, описанному ниже. Перевыборку проводят каждый раз, когда наблюдается вырождение частиц (т.е. когда  $N_{eff}$  становится ниже некоторого порога  $N_{thr}$ ). Перевыборка позволяет перенести отсчеты из областей с малой вероятностью в области с большей вероятностью, что позволяет увеличивать число значимых отсчетов, существенно влияющих на результат аппроксимации (приводит к уменьшению дисперсии ошибки аппроксимации). Размер порога  $N_{thr}$  в задачах фильтрации подбирается эмпирическим способом.

В основе алгоритмов перевыборки лежит отображение вырожденного (старого) случайного множества частиц  $\{\alpha_{old,k}^i, w_k^i\}_{i=1}^N$  в новое случайное множество  $\{\alpha_{new,k}^j, 1/N\}_{j=1}^N$  с одинаковыми весами  $1/N$ . Основная операция перевыборки – группирование частиц нового множества вокруг значимых частиц старого. Число новых частиц, сгруппированных вокруг каждой из значимых старых частиц, прямо пропорционально их весам  $w_k^i$ .

Для реализации операции группирования строятся две дискретные функции распределения весов: старых частиц  $c_i = \sum_{m=1}^i w_k^m$  и новых частиц  $u_i = u_1 + i/N, i = \overline{2, N}$ , где  $u_1$  – равно-

мерно распределенное в интервале от 0 до  $1/N$  случайное число (верхняя часть рис. 3). Функция  $c_i$  используется в качестве пороговой. Она имеет вид совокупности ступенек различной высоты, которая равна весу  $i$ -й значимой частицы  $w_k^i$ , перемежающихся почти равными площадками, протяженность которых определяется числом вырожденных частиц на данном участке. На рис. 3 показан пример функций  $c_i$  и  $u_i$  для  $N=15$ .

Вначале определяются значения аргументов функции  $c_i$ , соответствующие ступенькам. Они определяются номерами наиболее значимых частиц старой выборки. В рассматриваемом примере это 4, 8 и 13. Затем определяются аргументы значений функции  $u_i$ , попадающих между ступеньками  $c_i$ . Например, между ступенькой нулевой высоты и  $c_4$  находятся значения  $u_1 - u_6$ . Между ступеньками  $c_4$  и  $c_8$  находятся величины  $u_7 - u_{10}$ , а между  $c_8$  и  $c_{13}$  —  $u_{11} - u_{15}$ . На основании серии описанных выше сравнений новым частицам с 1-й по 6-ю присваиваются координаты старой частицы с номером 4:  $\alpha_{new,k}^j = \alpha_{old,k}^4, j = \overline{1,6}$ , с 7-й по 10-ю — координаты старой частицы с номером 8:  $\alpha_{new,k}^j = \alpha_{old,k}^8, j = \overline{7,10}$ , с 11-й по 15-ю — координаты старой частицы номер 13:  $\alpha_{new,k}^j = \alpha_{old,k}^{13}, j = \overline{11,15}$  (нижняя часть рис. 3).

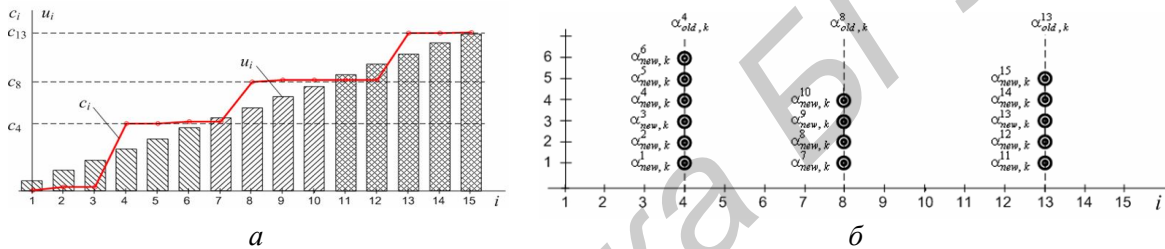


Рис. 3. Пояснение алгоритма перевыборки при числе частиц  $N=15$ :  $a$  – примеры функций  $c_i$  и  $u_i$ ;  $b$  – результат выполнения операции группирования

Пример программной реализации алгоритма перевыборки с использованием порядковых статистик (order statistics) [3, 4, 15] приведен на рис. 3 в виде псевдокода.

$$\left\{ \alpha_{new,k}^j, w_k^j \right\}_{j=1}^N = \text{RESAMPLE} \left[ \left\{ \alpha_{old,k}^i, w_k^i \right\}_{i=1}^N \right]$$

**Вход:**  $\left\{ \alpha_{old,k}^i, w_k^i \right\}_{i=1}^N$  – аппроксимация апостериорной ПВ на  $k$ -ом шаге (совокупность частиц на  $k$ -ом шаге) **до** перевыборки;

**Выход:**  $\left\{ \alpha_{new,k}^j, w_k^j \right\}_{j=1}^N$  – аппроксимация апостериорной ПВ на текущем  $k$ -ом шаге (совокупность частиц на  $k$ -ом шаге) **после** перевыборки.

1. Расчет совокупной суммы весов (CCB)
  - Инициализация CCB на первом шаге:  $c_1 = w_k^1$ ;
  - Определение значений CCB (for  $i=2, \dots, N$ ):
$$c_i = c_{i-1} + w_k^i$$
2. Установка начальных значений:
  - Задать случайную начальную точку порога из равномерного закона  $U[0, N^{-1}]$ :  $u_1 \sim U[0, N^{-1}]$ ;
  - Задать начальное значение переменной инкремента:  $i = 1$ ;
3. Для переменной  $j$ , циклически выполнить операции (for  $j=2, \dots, N$ ):
  - Определить значение порога:  $u_j = u_1 + N^{-1}(j-1)$
  - Инкрементировать значения  $i$ , пока выполняется условие  $u_j > c_i$  (while  $u_j > c_i$ ):  $i = i + 1$
  - Определить номер частицы исходной последовательности:  $n_j = i$
  - Задать новую координату частицы:  $\alpha_{new,k}^j = \alpha_{old,k}^{n_j}$
  - Задать новый вес частицы:  $w_k^j = 1/N$
4. Вернуть результат перевыборки в виде:  $\left\{ \alpha_{new,k}^j, w_k^j \right\}_{j=1}^N$ .

Рис. 4. Псевдокод алгоритма перевыборки (SIR)

Существуют и иные варианты реализации рассмотренной процедуры, например, стратифицированная и разностная перевыборки [11, 18, 19].

### Обобщенный фильтр частиц

Рассмотрим пример, иллюстрирующий работу рекуррентного алгоритма обобщенного фильтра частиц для двух временных шагов при объеме выборки  $N=15$  (рис. 5). Пусть на  $k$ -м шаге фильтрации имеется набор частиц  $\{\alpha_{0,k}^i, w_{0,k}^i\}_{i=1}^N$ , которым аппроксимирована апостериорная ПВ  $p(\alpha_k | \Theta_k)$  на  $k$ -м шаге измерения. При этом  $\alpha_{0,k}^i$  – априорное значение вектора состояния частицы,  $w_{0,k}^i = w_{k-1}^i$  – априорное значение ее веса на  $k$ -м шаге. Пусть также порог запуска процедуры перевыборки  $N_{thr} = 3$ . При наличии оценки вектора наблюдения  $\hat{\theta}_k$  и известной функции правдоподобия  $p(\theta_k | \alpha_k)$  вычисляются нормированные веса  $w_k^i$  апостериорной плотности  $p(\alpha_k | \Theta_k)$  с координатами  $\{\alpha_k^i\}_{i=1}^N$ .

Плотность  $p(\alpha_k | \Theta_k)$  является негауссовой, как видно из рис. 5. В ее пределах находится всего три значимые частицы. Остальные 12 частиц находятся практически вне ее пределов и имеют веса, стремящиеся к нулю. После перевыборки частицы группируются в трех областях высокой вероятности, причем вес каждой частицы равен  $1/N$ . При экстраполяции частиц с  $k$ -го на  $(k+1)$ -й шаг учитывается наличие случайного приращения с нулевым математическим ожиданием и заданным СКО  $\sigma_u$ . В результате частицы с одинаковыми координатами на  $(k+1)$ -м и последующих шагах начинают «рассыпаться» по области определения. Это при рекуррентном повторении шагов фильтрации вновь приводит к вырождению и к инициализации новой процедуры перевыборки.

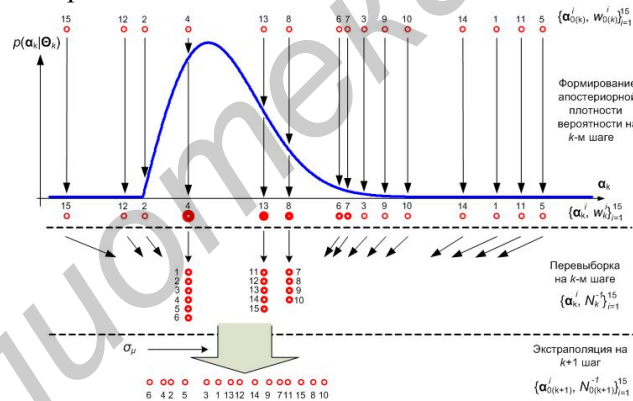


Рис. 5. Графическое представление работы фильтра частиц за 2 временных шага для числа частиц  $N=15$

Алгоритм обобщенного фильтра частиц, учитывающий процедуру перевыборки, приведен в псевдокоде рис. 6. Как видно из данного рисунка, для запуска алгоритма перевыборки необходимо, чтобы оценка (1) (1) эффективного размер выборки  $\hat{N}_{eff}$  оказалась меньше заранее заданного порога  $N_{thr}$ . На выходе фильтра формируется набор частиц  $\{\alpha_k^i, w_k^i\}_{i=1}^N$ , аппроксимирующий апостериорную плотность вероятности  $p(\alpha_k | \Theta_k)$ , а также оценка ее математического ожидания  $\hat{\alpha}_k$ .

Несмотря на снижение негативного влияния эффекта вырождения на точность фильтрации, перевыборка порождает другие практические проблемы, например, ограничивает возможности по распараллеливанию алгоритма [4].

Как правило, оценка ПВ после перевыборки приводит к росту дисперсии ошибки этой оценки. Поэтому расчет математического ожидания вектора состояния  $\hat{\alpha}_k$  производится до реализации процедуры перевыборки [6, 11, 12].

## Заключение

Таким образом, алгоритм фильтрации посредством выборки весовых коэффициентов, включает в себя генерацию частиц из значимой ПВ, рекуррентное вычисление весов с их последующей нормировкой, а также расчет математического ожидания аппроксимируемой ПВ.

Основная проблема рассматриваемого подхода – вырождение. Оно заключается в том, что со временем частицы «расползаются» по области определения вектора состояния и в пределах аппроксимируемой ПВ остается лишь малое их число, обладающее «значимыми» весами. Причина такого вырождения в том, что в модель изменения вектора состояния, как правило, вводятся случайные независимые от шага к шагу приращения (первые, вторые и т.д.) [20]. Дисперсия этих приращений связывается реальными физическими свойствами фильтруемых процессов. Например, при фильтрации параметров траекторий воздушных объектов устанавливается взаимосвязь с маневренными свойствами объекта и частотой поступления оценок координат (темпом обзора радиолокатора) [20].

$$\left[ \left\{ \mathbf{a}_k^i, w_k^i \right\}_{i=1}^N, \hat{\mathbf{a}}_k \right] = PF \left[ \left\{ \mathbf{a}_{k-1}^i, w_{k-1}^i \right\}_{i=1}^N, \hat{\boldsymbol{\theta}}_k \right]$$

**Вход:**  $\left\{ \mathbf{a}_{k-1}^i, w_{k-1}^i \right\}_{i=1}^N$  – аппроксимация апостериорной ПВ на  $k-1$  шаге (совокупность частиц и их весов на  $k-1$  шаге);

$\hat{\boldsymbol{\theta}}_k$  – оценка вектора наблюдения на  $k$ -м шаге

**Выход:**  $\left\{ \mathbf{a}_k^i, w_k^i \right\}_{i=1}^N$  – аппроксимация апостериорной ПВ на текущем  $k$ -ом шаге (совокупность частиц на  $k$ -ом шаге) после перевыборки;

$\hat{\mathbf{a}}_k$  – оценка математического ожидания аппроксимируемой апостериорной ПВ до перевыборки

1. Фильтрация посредством выборки весовых коэффициентов (псевдокод 1):
 
$$\left[ \left\{ \mathbf{a}_k^i, w_k^i \right\}_{i=1}^N, \hat{\mathbf{a}}_k \right] = SIS \left[ \left\{ \mathbf{a}_{k-1}^i, w_{k-1}^i \right\}_{i=1}^N, \hat{\boldsymbol{\theta}}_k \right]$$
2. Вычислить эффективный размер выборки
 
$$\hat{N}_{eff} = \frac{1}{\sum_{i=1}^N (w_k^i)^2}$$

- Проверить выполнение условия осуществления перевыборки:

$$\hat{N}_{eff} < N_{thr}$$

- Если условие выполнено – перейти к пункту 3, если не выполнено – к пункту 4
3. Если  $\hat{N}_{eff} < N_{thr}$ , то произвести перевыборку (псевдокод 2):
 
$$\left[ \left\{ \mathbf{a}_k^i, w_k^i \right\}_{i=1}^N \right] = RESAMPLE \left[ \left\{ \mathbf{a}_k^i, w_k^i \right\}_{i=1}^N \right]$$
4. Выдать результат фильтрации на текущем шаге в виде вектора:  $\left[ \left\{ \mathbf{a}_k^i, w_k^i \right\}_{i=1}^N, \hat{\mathbf{a}}_k \right]$

Рис. 6. Псевдокод обобщенного фильтра частиц

Для уменьшения влияния эффекта вырождения используют варианты процедур перевыборки. Идея перевыборки заключается в том, чтобы сгруппировать все частицы устаревшей вырождающейся выборки только в окрестности наиболее значимых частиц, с последующим приданием им одинаковых весов. При последующих шагах экстраполяции стянутые в локальные области частицы перераспределяются в пределах всей фильтруемой ПВ за счет случайных приращений к значениям их координат.

Обобщенный фильтр частиц включает в себя процедуру перевыборки, которая запускается всякий раз, когда число значимых частиц падает ниже определенного порога.

## SEQUENTIAL IMPORTANCE SAMPLING FILTERING. GENERIC PARTICLE FILTER

A.V. PARAKHNEVICH, A.S. SOLONAR, S.A. GORSHKOV

### Abstract

Mathematical description of non-linear bayesian filtering using Monte-Carlo method is spent, the basis of Sequential Importance Sampling (SIS) filtering method is shown, features of resampling algorithm and constructing Generic particle filter by using resampling in the report are descrited.

### Список литературы

1. *Парахневич А.В., Солонар А.С., Горшков С.А.* / Докл. БГУИР. 2012. №1(62). С. 22–28.
2. *Hammersley J.M., Morton K.W.* // Journal of the Royal Statistical Society B. 1954. Vol. 16. P. 23–38.
3. *Соболь И.М.* Численные методы Монте-Карло. М., 1973.
4. *Gordon N.J., Salmond D.J., Smith A.F.M.* // IEEE Proceedings-F. 1993. Vol. 140, №2. P. 107–113.
5. *Daum F.* // IEEE A&E Systems Magazine. 2005. Vol. 20, №8. P. 57–69.
6. *Ristic B., Arulampalam S., Gordon N.* Beyond the Kalman Filter. Particle filters for tracking applications. London, 2004.
7. *Gordon N.* // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic systems. 1997.
8. *Doucet A., Godsill S., Andrieu A.* // Statistics and Computing. 2000. Vol. 10, №3. P. 197–208.
9. *Doucet A., De Freitas N., Gordon N.J.* // New York: Springer-Verlag, Series Statistics for Engineering and Information Science. 2001. P. 620.
10. *Andrieu C., Doucet A.* // Journal Royal Statistical Society B. 2000.
11. *Bolic M.* // Architectures for Efficient Implementation of Particle Filters. Dissertation of Ph. D. Stony Brook University. 2004.
12. *Chen Z.* // IEEE A&E Systems Magazine. 2011. №4. P. 69.
13. *Kong A., Liu J.S., Wong W.H.* // American statistical association. 1994. Vol. 89, №425. P. 278–288.
14. *Pitt M., Shephard N.* // Journal of the American Statistical association. 1999. P. 590–599.
15. *Marrs A., Maskell S., Bar-Shalom Y.* // SPIE. 2002. Vol. 4728.
16. *Merwe R.V.D., Doucet A., Freitas N. et al.* // The Unscented Particle Filter. 2000.
17. *Arulampalam M.S., Maskell S., Gordon N. et al.* // IEEE Trans. Signal Processing. 2002. Vol. 50. P. 174–188.
18. *Gustafsson F., Gunnarsson F., Bergman N.* // IEEE Transactions on Signal Processing. 2002. P. 13.
19. *Hlinka O., Sluciak O., Hlawatsch F.* // IEEE ICASSP. 2011. P. 3756–3759.
20. *Ширман Я.Д., Багдасарян С.Т., Маляренко А.С.* Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. М., 2007.

УДК 621.382

## ВЛИЯНИЕ ГАММА-ИЗЛУЧЕНИЯ НА ЭЛЕМЕНТЫ АНАЛОГОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

О.В. ДВОРНИКОВ<sup>1</sup>, В.А. ЧЕХОВСКИЙ<sup>2</sup>, В.Л. ДЯТЛОВ<sup>1</sup>, Ю.В. БОГАТЫРЕВ<sup>3</sup>,  
С.Б. ЛАСТОВСКИЙ<sup>3</sup>

<sup>1</sup>ОАО «МНИПИ»

Я. Коласа, 73, Минск, 220113, Беларусь

<sup>2</sup>Национальный научно-учебный центр физики частиц и высоких энергий Белгосуниверситета  
М. Богдановича, 153, Минск, 220040, Беларусь

<sup>3</sup>Научно-практический центр НАН Беларуси по материаловедению  
П. Бровки 19, Минск, 220072, Беларусь

Поступила в редакцию 31 января 2012

Рассмотрено влияние гамма-излучения  $Co^{60}$  на характеристики элементов аналоговых интегральных схем (ИС): входную вольтамперную характеристику (ВАХ) в схеме с общей базой (ОБ), выходную ВАХ в схеме общим эмиттером (ОЭ), зависимость статического коэффициента передачи тока в схеме с ОЭ ( $\beta$ ) от коллекторного тока ( $I_C$ ) для  $n-p-n$ - и  $p-n-p$ -транзисторов, выходную ВАХ полевого транзистора с  $p-n$ -переходом и каналом  $p$ -типа ( $p$ -ПТП) в схеме с общим истоком (ОИ). Установлено, что уменьшение напряжения отсечки  $p$ -ПТП не превышает 3 %, а максимального тока стока – менее 5 % при поглощенной дозе  $D = 5,345$  Мрад. Максимум зависимости  $\beta = f(I_C)$   $n-p-n$ - и  $p-n-p$ -транзисторов уменьшается и сдвигается в область больших коллекторных токов при  $D < 0,845$  Мрад. При поглощенной дозе, превышающей 0,845 Мрад, максимум  $\beta$   $n-p-n$ -транзисторов слабо снижается, а для  $p-n-p$ -транзисторов – немного увеличивается (частично восстанавливается).

**Ключевые слова:** радиационно-стойкие транзисторы, гамма-излучение, аналоговые интегральные схемы.

### Введение

Проблемы разработки радиационно-стойких интегральных схем рассмотрены в ряде работ [1–4], в некоторых из них сформулирован вывод о том, что синтез высококачественных аналоговых ИС, малочувствительных к воздействию проникающей радиации, целесообразно выполнять на биполярных транзисторах (БТ) и ПТП с большой граничной частотой [3, 4]. Высокая граничная частота БТ обычно достигается путем формирования тонкой активной базы, которая также обеспечивает незначительное изменение коэффициента передачи  $\beta$  при воздействии потока нейтронов. Радиационная стойкость ПТП объясняется тем, что их функционирование обусловлено движением основных носителей заряда вдали от поверхности и радиационное изменение состояния поверхности не оказывает существенного влияния на параметры.

Одним из ключевых моментов проектирования радиационно-стойких аналоговых ИС является необходимость учета влияния радиации на интегральные элементы при схемотехническом моделировании, главным образом, на параметры и характеристики транзисторов, наиболее значимых для аналоговых устройств, а именно: входную ВАХ транзисторов в схеме с ОБ (зависимость напряжения на прямосмещенном эмиттерном переходе  $U_{BE}$  от эмиттерного тока  $I_E$ ), которая определяет рабочий режим транзисторов, влияет на корректную работу источников тока и опорного напряжения [5]; выходную ВАХ транзисторов в схеме с ОЭ (зависимость  $I_C$  от



напряжения на промежутке коллектор-эмиттер ( $U_{CE}$ ), описывающую область допустимого коллекторного напряжения для активного режима работы БТ и выходное малосигнальное сопротивление  $r_{OUTB}$ , влияющее на коэффициент усиления напряжения; зависимость  $\beta = f(I_C)$ , характеризующую входной ток и входное сопротивление каскадов с ОЭ; выходную ВАХ ПТП в схеме с ОИ (зависимость тока стока  $I_D$  от напряжения на промежутке сток-исток  $U_{DS}$ ).

Ранее нами выработан подход к проектированию радиационно-стойких ИС, в рамках которого выявлены «Spice-параметры» транзисторов, наиболее значимые при схемотехническом моделировании аналоговых устройств, и описано влияние проникающей радиации на «Spice-параметры» с помощью коэффициентов радиационного изменения параметров (концентрации, подвижности, скорости рекомбинации носителей заряда) полупроводников [6]. Применение созданного подхода позволило моделировать все указанные характеристики ( $U_{BE} = f(I_E)$ ,  $I_C = f(U_{CE})$ ,  $\beta = f(I_C)$ ,  $I_D = f(U_{DS})$ ) для типовых значений радиационных коэффициентов.

Целью настоящей работы является экспериментальное изучение изменения ВАХ элементов аналоговых ИС (вертикальных  $n$ - $p$ - $n$ -, горизонтальных  $p$ - $n$ - $p$ -транзисторов и  $p$ -ПТП) при воздействии гамма-излучения  $Co^{60}$ , а также описание этого изменения при схемотехническом моделировании.

### Методика

Эксперименты проводились на тестовых транзисторах, изготовленных в ОАО «Интеграл» по эпитаксиально-планарной технологии с проектной нормой 1,5 мкм. К конструктивно-технологическим особенностям типовой структуры следует отнести: эпитаксиальный слой  $n$ -типа проводимости толщиной 2,3 мкм и удельным сопротивлением 1,0 Ом·см; комбинированную изоляцию элементов диэлектриком и  $p$ +скрытым слоем; малые глубины залегания и высокие концентрации примесей во всех полупроводниковых слоях; толщина активной базы  $n$ - $p$ - $n$ -транзистора составляет около 0,15 мкм, базы горизонтального  $p$ - $n$ - $p$ -транзистора – 1,5 мкм, токопроводящего канала  $p$ -ПТП – 1 мкм; конструктивное исключение соприкосновения областей  $n$ +эмиттера и диэлектрической изоляции.

Облучение образцов гамма-квантами  $Co^{60}$  выполнялось на установке «Исследователь» при температуре около 300 К, суммарная поглощенная доза после сеансов облучения составляла: 0,065; 0,195; 0,520; 0,845; 1,045; 3,045; 5,345 Мрад.

Тестовые транзисторы при облучении находились как в пассивном (все выводы закорочены), так и в активном режиме. В последнем случае режим работы транзисторов устанавливался максимально близким к типовому: для БТ ток эмиттера был около 300 мкА, напряжение коллектор-база – 2,5 В, для ПТП напряжение затвор-исток – 0, исток-сток – 5,0 В.

Измерения выполнялись с помощью измерителя параметров полупроводниковых приборов ИППП-1 в соответствии с разработанными ранее методиками [7, 8]. Вначале изучались основные ВАХ ( $I_C = f(U_{CE})$ ,  $I_D = f(U_{DS})$ ) всех транзисторов, а затем для отобранных образцов с характеристиками, близкими к средним значениям, проводилось измерение всех ВАХ и идентификация «Spice-параметров».

### Экспериментальные результаты и их обсуждение

Экспериментальные исследования позволили выявить некоторые особенности (всего – 8) радиационного изменения ВАХ транзисторов, часть из которых может быть объяснена с помощью существующих моделей и математических соотношений.

1. При поглощенной дозе  $D = 5,345$  Мрад уменьшение напряжения отсечки  $p$ -ПТП ( $U_{TH}$ ) не превышает 3 %, а максимального тока стока ( $I_{DMAX}$ ) – менее 5 %.

Известно, что  $U_{TH}$  и  $I_{DMAX}$  описываются соотношениями [9]:

$$I_{DMAX} = \frac{\mu_{CH} q^2 N_{CH}^2 a^3 W}{3L\epsilon\epsilon_0}, U_{TH} = \frac{qN_{CH}a^2}{2\epsilon\epsilon_0},$$

где  $\mu_{CH}$  – подвижность основных носителей заряда в канале ПТП;  $q$  – заряд электрона;  $N_{CH}$  – концентрация основных носителей заряда в канале;  $a$  – половина толщины токопроводящей

части канала ПТП при отсутствии внешнего напряжения;  $W, L$  – ширина и длина затвора ПТП;  $\varepsilon$  – относительная диэлектрическая проницаемость полупроводника;  $\varepsilon_0$  – диэлектрическая проницаемость вакуума.

Так как оба параметра  $U_{TH}$  и  $I_{DMAX}$  при облучении уменьшаются, то можно предположить, что основной причиной изменения параметров  $p$ -ПТП является небольшое уменьшение концентрации основных носителей заряда в канале  $p$ -типа. В связи с тем, что радиационное изменение концентрации обратно пропорционально ее начальной величине [10].

$$\frac{n_F}{n_0} = \exp(-K_N F), \quad (1)$$

$$K_N = \frac{1}{c n_0^\gamma}, \quad (2)$$

где  $K_N$  – коэффициент радиационного изменения концентрации основных носителей заряда;  $F$  – интегральный поток частиц (гамма-квантов);  $c, \gamma$  – эмпирические коэффициенты, зависящие от вида частиц (электроны, протоны, гамма-кванты, нейтроны) и их энергии, типа проводимости полупроводника. Здесь и далее нижним индексом « $F$ » обозначаем параметры после воздействия радиации, а индексом « $0$ » – до облучения. Тогда радиационное изменение концентрации основных носителей заряда во всех сильнолегированных полупроводниковых слоях типовой структуры (за исключением эпитаксиальных) будет пренебрежимо мало.

2. Радиационное изменение параметров биполярных и полевых транзисторов, находящихся при гамма-облучении в активном и пассивном режиме, практически одинаково.

3. Влияние поглощенной дозы облучения на входную ВАХ транзисторов в схеме с ОБ не выявлено. Так, напряжение  $U_{BE}$  при  $I_E = 300$  мкА изменяется менее чем на 3 мВ для  $n$ - $p$ - $n$ - и  $p$ - $n$ - $p$ -транзисторов при поглощенной дозе до 5,345 Мрад.

4. Максимум зависимости  $\beta = f(I_C)$   $n$ - $p$ - $n$ - и  $p$ - $n$ - $p$ -транзисторов уменьшается и сдвигается в область больших коллекторных токов при  $D < 0,845$  Мрад (рис. 1). При поглощенной дозе, превышающей 0,845 Мрад, максимум  $\beta$   $n$ - $p$ - $n$ -транзисторов слабо снижается, а для  $p$ - $n$ - $p$ -транзисторов – немного возрастает (частично восстанавливается), происходит так называемый «самоотжиг»  $p$ - $n$ - $p$ -транзисторов при облучении в активном и пассивном режимах работы.

5. В связи с тем, что форма выходной ВАХ транзисторов в схеме с ОЭ и ОИ зависит от набора параметров, то для выявления радиационных изменений рекомендуется проводить сравнение нормированных ВАХ (рис. 2). При этом зависимости целесообразно нормировать на величину тока, максимально близкую к началу области ВАХ с высоким выходным малосигнальным сопротивлением. Так, зависимость  $I_C = f(U_{CE})$  целесообразно нормировать на величину  $I_C$  при  $U_{CE} = 1$  В ( $I_{C1}$ ), для  $I_D = f(U_{DS})$  – осуществлять нормирование на  $I_D$  при  $U_{DS} \geq U_{TH}$  (для исследуемых  $p$ -ПТП нормирование осуществлялось на ток  $I_{D3}$  при  $U_{DS} = 3$  В,  $U_{GS} = 0$ ).

6. Нормированные зависимости  $I_C/I_{C1} = f(U_{CE})$   $n$ - $p$ - $n$ -транзисторов и  $I_D/I_{D3} = f(U_{DS})$   $p$ -ПТП совпадают для всех поглощенных доз с погрешностью менее 2 %. Таким образом, сопротивления коллекторных областей  $n$ - $p$ - $n$ -транзисторов и истоковых областей ПТП, определяющие вид начального участка этих ВАХ, не изменяются при воздействии гамма-излучения. Одинаковая форма нормированных ВАХ при большом напряжении подтверждает крайне слабое изменение напряжения пробоя. Полученные результаты также свидетельствуют о пренебрежимо малом изменении концентрации носителей заряда в полупроводниковых слоях.

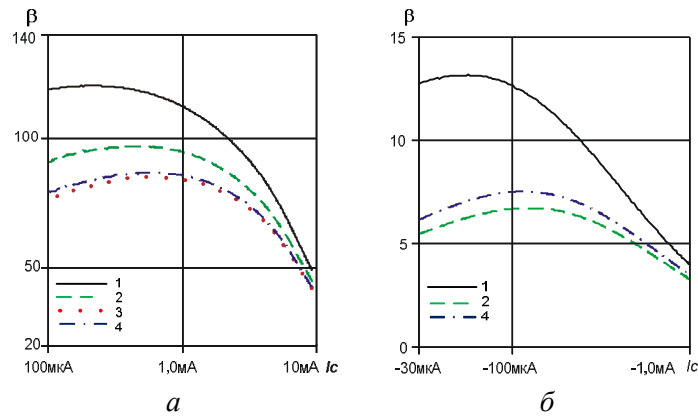


Рис. 1. Зависимость коэффициента  $\beta$  от тока коллектора при различной дозе: а)  $n-p-n$ -транзистора; б)  $p-n-p$ -транзистора. 1 –  $D = 0$ ; 2 – 0,520, 3 – 3,045, 4 – 5,345 Мрад

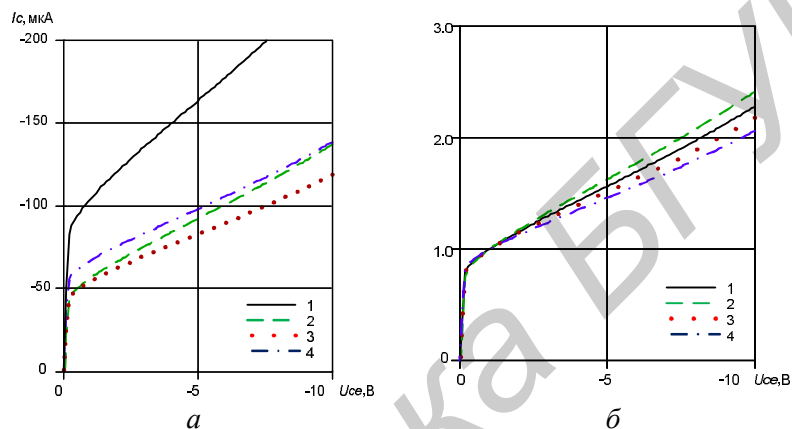


Рис. 2. Выходная характеристика в схеме с общим эмиттером  $p-n-p$ -транзистора при различной дозе и  $I_B = 8$  мкА (1 –  $D = 0$ ; 2 – 1,045, 3 – 3,045, 4 – 5,345 Мрад): а – не нормированная; б – нормированная. 1 – переменная  $I_C/104,7$ ; 2 –  $I_C/56,92$ , 3 –  $I_C/54,91$ , 4 –  $I_C/67,40$  мкА

7. «Самоотжиг» параметров  $p-n-p$ -транзисторов наблюдается также на зависимости  $I_C/I_{C1} = f(U_{CE})$ , приведенной на рис. 2, и в результатах, представленных в таблице. Так, выходное малосигнальное сопротивление уменьшается до дозы 0,52 Мрад, затем увеличивается, а при дозах, равных 3,045 и 5,345 Мрад,  $r_{OUTB}$  становится больше, чем в нормальных условиях.

Применяя комбинированную модель Гуммеля-Пуна, выходное малосигнальное сопротивление  $r_{OUTB}$  представим в виде [9]:

$$r_{OUTB} \approx \frac{VAF}{I_C} \left( 1 - \frac{|V_{BE}|}{VAR} \right), \quad (3)$$

$$VAF = \frac{Q_{B0}}{C_{JC0}} \sim N_B \sqrt{\frac{1}{N_B} + \frac{1}{N_C}}, \quad (4)$$

где  $VAF$  ( $VAR$ ) – напряжение Эрли при прямом (инверсном) включении;  $N_C$ ,  $N_B$  – концентрация основных носителей заряда в коллекторе и базе;  $Q_{B0}$  – удельная плотность «встроенного» заряда в базе (на единицу площади);  $C_{JC0}$  – удельная барьерная емкость коллекторного перехода (на единицу площади).

Для горизонтального  $p-n-p$ -транзистора  $N_C \gg N_B$ , поэтому  $VAF \sim N_B^{0,5}$ . Можно предположить, что до проявления «самоотжига» уменьшение  $r_{OUTB}$  вызвано уменьшением концентрации носителей в базе горизонтального  $p-n-p$ -транзистора (слаболегированной эпитаксиальной пленке) при увеличении поглощенной дозы.

8. Изменение при облучении параметров  $p$ -ПТП, а также  $r_{OUTB}$  для  $n-p-n$ - и  $U_{BE} = f(I_E)$  для  $n-p-n$ - и  $p-n-p$ -транзисторов можно не учитывать при схемотехническом моделировании.

Основные экспериментальные результаты обобщены в таблице, в которой:  $\beta_{MAX}$  ( $\beta_{MAXR}$ ) – максимум зависимости  $\beta = f(I_C)$  при  $U_{CB} = 0$  в прямом (инверсном) включении БТ;  $IKF$  – коллекторный ток, при котором  $\beta$  спадает до  $0,5\beta_{MAX}$ . В связи с тем, что выходное мало-сигнальное сопротивление в соответствии с (3) зависит от коллекторного тока, то для его описания в таблице приведена величина переменной  $r_{OUTB} \cdot I_C \approx VAF$ .

#### Результаты измерений параметров БТ при различных поглощенных дозах гамма-излучения

Параметр	Поглощенная доза гамма-излучения, Мрад						
	0	0,195	0,520	0,845	1,045	3,045	5,345
<i>n-p-n</i> -транзистор							
$\beta_{MAX}$	120,32	112,26	97,11	93,16	91,23	85,12	86,71
$\beta_{MAXR}$	3,0	2,31	1,98	1,88	1,86	1,75	1,77
$IKF$ , мА	7,15	7,61	8,45	8,75	8,75	9,07	8,99
$r_{OUTB} \cdot I_C$ , В	18,5	18,5	18,9	18,7	18,7	18,6	18,3
<i>p-n-p</i> -транзистор							
$\beta_{MAX}$	13,18	8,42	6,74	6,58	7,37	6,56	7,54
$\beta_{MAXR}$	1,28	0,92	0,81	0,82	0,84	1,04	1,18
$IKF$ , мА	0,523	0,790	0,951	0,988	0,887	1,001	0,898
$r_{OUTB} \cdot I_C$ , В	5,7	5,0	4,8	5,0	5,1	6,1	6,8

Из анализа экспериментальных результатов следует, что для описания влияния гамма-облучения на параметры БТ при дозах до 0,52 Мрад достаточно учесть изменение концентрации основных носителей в эпитаксиальной пленке и увеличение скорости поверхностной рекомбинации. В ранее разработанных моделях транзисторов [9] концентрация носителей в эпитаксиальной пленке характеризовалась соотношениями (1), (2) и величиной эмпирического коэффициента  $c$ , взятой из литературных источников, а поверхностная рекомбинация приводила к изменению параметра модели  $ISE$  в соответствии с выражением (5) для *n-p-n*- и (6) для горизонтальных *p-n-p*-транзисторов:

$$ISE_F = ISE_0 \frac{d_{EF}}{d_E} + qn_1 v_{SF} K_{SURF} \frac{n_I}{N_B} P_E (d_{EF} + d_{SURF}), \quad (5)$$

$$ISE_F = ISE_0 \frac{d_{EF}}{d_E} + qn_1 v_{SF} K_{SURF} \frac{n_I}{N_B} P_E W_{BA}, \quad (6)$$

где  $d_{EF}$  – ширина области пространственного заряда (ОПЗ) эмиттерного *p-n*-перехода;  $n_I$  – собственная концентрация носителей;  $v_S$  – скорость поверхностной рекомбинации;  $K_{SURF}$  – эмпирический коэффициент радиационного изменения скорости поверхностной рекомбинации, зависящий от вида частиц (электроны, протоны, гамма-кванты, нейтроны) и их энергии, типа проводимости полупроводника;  $P_E$  – периметр эмиттера;  $d_{SURF}$  – ширина дополнительной ОПЗ на поверхности, появившейся из-за влияния положительного заряда в окисле, созданного при облучении;  $W_{BA}$  – протяженность активной базы.

При уточнении модели были изменены следующие эмпирические коэффициенты:  $c$  – от  $8,7 \cdot 10^{10}$  до  $1,2 \cdot 10^7$ ;  $K_{SURF}$  – от  $1,5 \cdot 10^4$  до  $1,0 \cdot 10^4$ , а также параметр  $ISE_0$  для *p-n-p*-транзистора увеличен в 2,75 раза, а для *n-p-n*-транзистора – уменьшен в 3,7 раза. Это небольшое изменение минимального количества параметров модели привело к достаточной для схемотехнического проектирования точности моделирования основных ВАХ (рис. 3, 4) и подтверждает сделанные предположения об основных причинах изменения параметров БТ при гамма-облучении  $Co^{60}$ .

Заметим, что уточненная модель корректна при поглощенной дозе до 0,52 Мрад, т.е. она не описывает стабилизацию и «самоотжиг» параметров транзисторов, наступающих при больших поглощенных дозах гамма-излучения.

Эффект «самоотжига» (восстановления) параметров горизонтальных *p-n-p*-транзисторов (рис. 2, таблица) при больших дозах облучения объясняется влиянием процессов встраивания заряда в защитный окисел на поверхности базовой области [11]. Рост скорости поверхностной рекомбинации приводит к уменьшению  $\beta$  за счет возрастания поверхностной составляющей тока базы. Для *n-p-n*-транзисторов увеличение положительного заряда в окисле приводит к возрастанию рекомбинации инжектированных из эмиттера электронов, которые

притягиваются положительным зарядом к поверхности базовой области. В  $p-n-p$ -транзисторах положительный заряд в окисле отталкивает от указанной поверхности (границы раздела Si-SiO<sub>2</sub>) инжектированные из эмиттера дырки, что обуславливает уменьшение тока рекомбинации, т. е. частичное восстановление основных параметров. Влияние положительного заряда окисла проявилось только при больших дозах радиации, поскольку накопление зарядов в защитном окисле идет в относительно невысоких электрических полях.

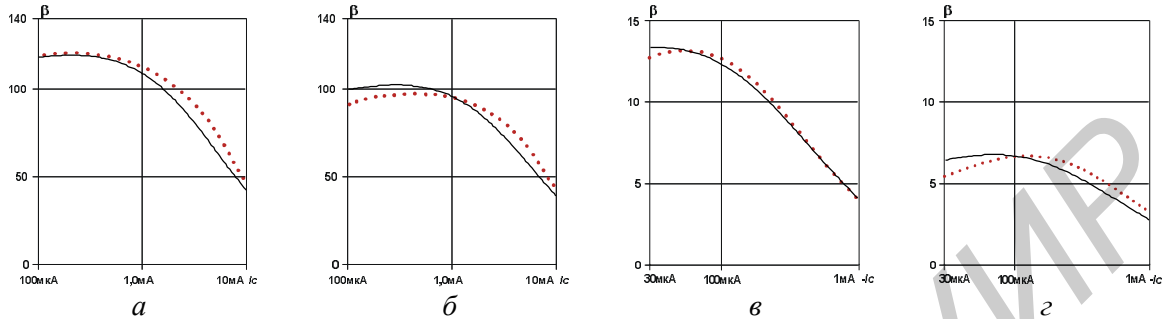


Рис. 3. Зависимость коэффициента  $\beta$  от тока коллектора для: а –  $n-p-n$ -транзистора в нормальных условиях; б –  $n-p-n$ -транзистора при поглощенной дозе 0,52 Мрад; в –  $p-n-p$ -транзистора в нормальных условиях; г –  $p-n-p$ -транзистора при поглощенной дозе 0,52 Мрад. Сплошная линия соответствует результатам моделирования, пунктирная – измерениям

### Заключение

В результате исследования влияния гамма-излучения  $Co^{60}$  на ВАХ элементов аналоговых ИС (вертикальных  $n-p-n$ -, горизонтальных  $p-n-p$ - и полевых транзисторов с  $p-n$ -переходом и каналом  $p$ -типа), изготовленных по радиационно-стойкой технологии, установлено, что при поглощенной дозе до 5,345 Мрад изменение ряда параметров незначительно (2÷5 % и менее), поэтому его можно не учитывать при схемотехническом моделировании.

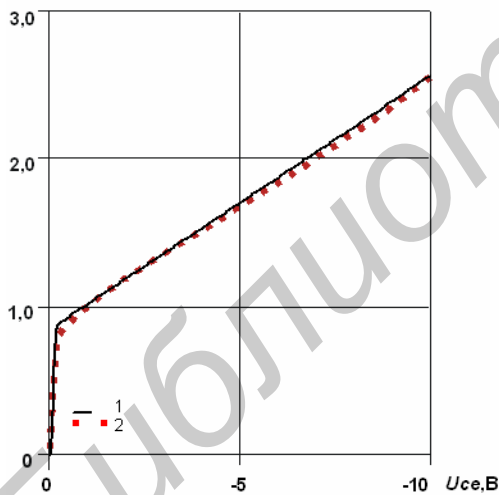


Рис. 4. Нормированная выходная характеристика  $p-n-p$ -транзистора в схеме с ОЭ при  $D = 0,52$  Мрад и  $I_B = 8$  мкА. 1 – моделирование переменной IC/55,3 мкА; 2 – измерение переменной IC/50,7 мкА

Максимум зависимости статического коэффициента передачи тока от коллекторного тока  $n-p-n$ - и  $p-n-p$ -транзисторов уменьшается и сдвигается в область больших токов при  $D < 0,845$  Мрад. При поглощенной дозе, превышающей 0,845 Мрад, максимум  $\beta$   $n-p-n$ -транзисторов слабо снижается, а для  $p-n-p$ -транзисторов – немного увеличивается. Выходное малосигнальное сопротивление  $p-n-p$ -транзисторов уменьшается до дозы 0,52 Мрад, затем начинает увеличиваться, а при дозах, равных 3,045 и 5,345 Мрад, оно становится больше, чем в нормальных условиях. Таким образом, при  $D > 0,845$  Мрад параметры  $n-p-n$ -транзисторов стабилизируются, а  $p-n-p$ -транзисторов – немного восстанавливаются.

Из анализа экспериментальных результатов следует, что для описания влияния гамма-облучения на параметры БТ при поглощенной дозе до 0,52 Мрад целесообразно учесть изменение концентрации основных носителей заряда в эпитаксиальной пленке и увеличение скорости поверхностной рекомбинации. Корректировка эмпирических коэффициентов моделей, описывающих указанные радиационные изменения, позволила получить достаточную для схемотехнического проектирования точность моделирования выходной ВАХ и токовой зависимости  $\beta$ .

## INFLUENCE OF GAMMA RADIATION ON ANALOG IC-ELEMENTS

O.V. DVORNIKOV, V.A. TCHEKHOVSKI, V.L. DIATLOV, Yu.V. BOGATYREV,  
S.B. LASTOVSKI

### Abstract

Influence of gamma radiation  $Co^{60}$  on analog IC-characteristics (common base input IV-characteristics, common emitter output IV-characteristics, current gain ( $\beta$ ), collector current ( $I_C$ ) dependences for  $n-p-n$  and  $p-n-p$ -transistors,  $p$ -JFET common source output IV-characteristics) is considered. It is established that  $p$ -JFET threshold voltage reduction doesn't exceed 3 %, and the maximum drain current – less than 5 % at absorbed dose  $D = 5,345$  Mrad. The  $\beta = f(I_C)$  dependence maximum for  $n-p-n$  and  $p-n-p$ -transistors decreases and moves in large collector currents at  $D < 0,845$  Mrad. At the absorbed dose exceeding 0,845 Mrad, the maximum  $\beta$   $n-p-n$ -transistors poorly reduces, and for  $p-n-p$ -transistors – increases a little (partially restored).

### Список литературы

1. Прибыльский А.В. Конструктивно-схемотехнические методы проектирования, тестирования и контроля интегральных схем. Минск, 2003.
2. Дворников О., Гришков В., Громыко О. // Современная электроника. 2010. №5. С. 54–61.
3. Дворников О.В., Крутинский С.Г., Прокопенко Н.Н. и др. // Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем. 2006. С. 200–205.
4. Дворников О.В. // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем. 2010. С. 283–288.
5. Старченко Е.И. Стабилизаторы напряжения с компенсационно-параметрическими каналами. Шахты, 2009.
6. Дворников О.В., Гришков В.Н. // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем. 2010. С. 301–306.
7. Дворников О., Шульгевич Ю. // Современная электроника. 2009. №6. С. 52–61.
8. Дворников О., Шульгевич Ю. // Современная электроника. 2009. №8. С. 50–57.
9. Абрамов И.И., Дворников О.В. Проектирование аналоговых микросхем для прецизионных измерительных систем. Минск, 2006.
10. Вологдин Э.Н., Лысенко А.П. Интегральное радиационное изменение параметров полупроводниковых материалов. М., 1998.
11. Першенков В.С. // Научная сессия МИФИ. 2007. Т. 1. С. 74–75.

УДК 681.7.026.6

## ПОЛУЧЕНИЕ РАВНОМЕРНЫХ ПО ТОЛЩИНЕ ВАКУУМНЫХ МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОКРЫТИЙ НА КРУПНОГАБАРИТНЫХ ОПТИЧЕСКИХ ДЕТАЛЯХ, ДИАМЕТР КОТОРЫХ СОИЗМЕРИМ С ДИАМЕТРОМ ВАКУУМНОЙ КАМЕРЫ

Н.К. КАСИНСКИЙ, В.С. ТОМАЛЬ, Т.И. ДЕМИДОВИЧ, Я.В. ПЕТЛИЦКАЯ

*РУП «Оптическое станкостроение и вакуумная техника»  
Филимонова, 25, Минск, 220114, Беларусь*

*Поступила в редакцию 24 января 2012*

Предложен способ получения равномерных по толщине вакуумных металлodieлектрических покрытий на крупногабаритных оптических деталях с помощью вращающейся корректирующей маски.

*Ключевые слова:* приемная поверхность, вакуумные покрытия, корректирующая маска, равномерность по толщине.

### Введение

Одной из наиболее важных характеристик вакуумной установки является распределение конденсата по всей приемной поверхности, которое определяется как контролируруемыми, так и неконтролируемыми факторами. К контролируемым факторам относится расположение источников испарения, скорость испарения, давление в вакуумной камере, распределение температуры по приемной поверхности, кинематика движения деталей, тип держателей деталей и их расположение в вакуумной камере. К неконтролируемым факторам можем отнести, например, колебания показателя преломления наносимых пленок, изменение формы поверхности испарения распыляемого вещества, ведущее к отклонению от косинусного закона распределения распыляемого вещества.

Одним из основных требований, предъявляемых к вакуумной установке, является обеспечение заданной толщины конденсата по всей приемной поверхности.

В связи с дальнейшим развитием космической тематики все большую актуальность приобретает проблема получения равномерных по толщине оптических покрытий с высокими оптическими и эксплуатационными характеристиками на крупногабаритных деталях.

### Методика получения равномерных по толщине вакуумных покрытий

В оптическом приборостроении предпочтительнее решения, связанные с совершенствованием конструкции вакуумной камеры, при общем сохранении ее размеров. При увеличении размеров камеры соответственно увеличивается рабочая зона, однако, наряду с этим, резко возрастает расход пленкообразующих материалов, увеличиваются в целом габариты и мощность установок. Поэтому, для получения равномерных по толщине вакуумных оптических покрытий по всей поверхности крупногабаритной оптической детали, диаметр которой соизмерим с диаметром вакуумной камеры, целесообразно использовать корректирующие маски, в основу расчета которых положено регулирование потока вещества для получения покрытий с заданной равномерностью по толщине по всей приемной поверхности [1–4].

Расчетная неравномерность толщины оптического покрытия по детали диаметром 590 мм, установленной в вакуумной камере установки ВУ-2М, внутренний диаметр которой

равен 700 мм, составляет 33%. Получение покрытий с заданной равномерностью по поверхности данной детали возможно только при использовании вращающейся маски, конфигурация которой определяется исходя из реального распределения покрытия по детали.

В связи с этим была рассчитана, экспериментальным путем откорректирована и изготовлена корректирующая маска, позволяющая наносить равномерные по толщине вакуумные покрытия на плоские поверхности оптических деталей диаметром 590 мм в вакуумной камере установки ВУ-2М.

В основу расчета распределения конденсата по приемной поверхности положено общепринятое выражение для вычисления толщины конденсата:

$$t = \int_0^{\tau} \iint_{Ae} \frac{\Gamma \cos \varphi^n(\tau) \cos \theta(\tau)}{\pi \rho R^2} dAe d\tau, \quad (1)$$

где  $t$  – толщина оптического покрытия,  $\tau$  – длительность испарения,  $Ae$  – площадь поверхности испарения,  $\Gamma$  – скорость испарения,  $\rho$  – плотность испаряемого вещества,  $\varphi(\tau)$  – угол между нормалью к поверхности испарения и радиус-вектором точки, в которой определяется толщина оптического покрытия,  $\theta(\tau)$  – угол между радиус-вектором рассматриваемой точки и нормалью к поверхности конденсации,  $R$  – радиус-вектор рассматриваемой точки,  $n$  – показатель степени, зависящий от условий напыления.

Корректирующая маска представляет собой заслонку, ось вращения которой параллельна оси вращения детали или совпадает с ней. Размеры лепестка корректирующей маски определяются местоположением маски относительно детали и источника испарения. Контур лепестка маски определяется углами раскрытия  $Q_i$  и радиусами  $R'_i$ , которые определяются по формулам:

$$R'_i = \frac{R_i(H + H_1)}{H_2}, \quad (2)$$

$$Q_i = \pi \left[ 1 - \frac{kt_0}{\sum_{N=1}^k t_N} \right], \quad (3)$$

где  $R'_i$  – радиус маски (расстояние от оси вращения маски до дуги на маске),  $R_i$  – расстояние от изображаемого центра маски до соответствующей дуги на детали,  $H$  – расстояние от источника испарения до дна вакуумной камеры,  $H_1$  – расстояние от плоскости маски до дна вакуумной камеры,  $H_2$  – расстояние от источника испарения до напыляемой детали,  $t_0$  – минимальная толщина оптического покрытия на детали,  $t_N$  – толщина оптического покрытия в точке  $A_N$ ,  $k$  – количество точек  $A_N$ , принадлежащих детали. Данные формулы для расчета формы корректирующей маски были выведены на основании схемы расположения внутрикамерных устройств, изображенных на рис. 1. В точках  $A_N$  рассчитывается толщина оптического покрытия по формуле (1).

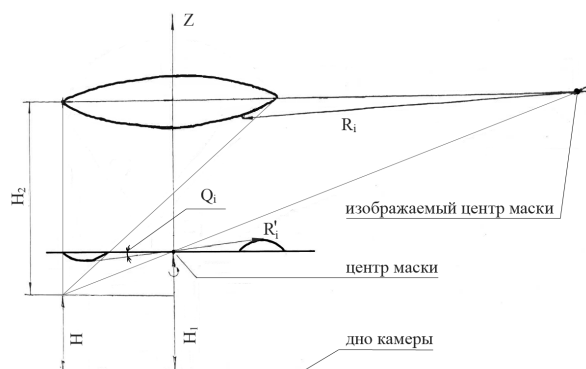


Рис. 1. Расположение корректирующей маски внутри вакуумной камеры



Корректирующая маска устанавливается между деталью и испарителями. Форма лепестка корректирующей маски представлена на рис. 2.

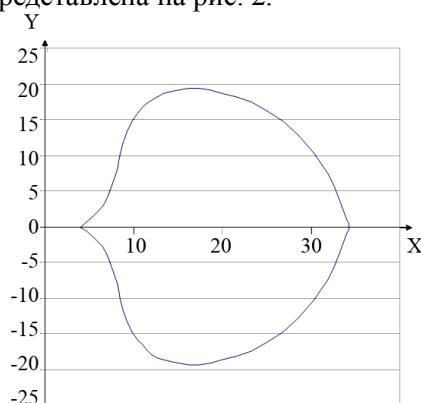


Рис. 2. Схематическое изображение формы лепестка корректирующей вращающейся маски

Местоположение маски над испарителем определяется телесным углом потока вещества, падающего на деталь, а также размерами вакуумной камеры.

Корректирующая маска вращается в сторону, противоположную направлению вращения оптической детали, а скорость вращения корректирующей маски в 25 раз больше скорости вращения оптической детали. Корректирующая маска, благодаря своей форме, избирательно экранирует поверхность оптической детали, чем уменьшает неравномерность толщины оптического покрытия по поверхности детали.

Применение рассчитанной вращающейся корректирующей маски снижает неравномерность толщины оптического покрытия по поверхности оптической детали диаметром 590 мм до 2%.

Второй проблемой при нанесении металлodieлектрических покрытий на крупногабаритные детали, диаметр которых сравним с диаметром вакуумной камеры, первым слоем которых наносится, например, слой алюминия, является то, что при этом нет возможности контроля толщины слоев, наносимых после алюминия, с помощью фотометрического контроля, который ведется в данной установке по центральному свидетелю. Поэтому контроль толщины наносимых слоев ведется в данном технологическом процессе с помощью кварцевого измерителя толщины наносимых слоев, установленного между испарителями и оптической деталью.

### Заключение

Предложен способ получения равномерных по толщине вакуумных металлodieлектрических покрытий на крупногабаритных оптических деталях, позволяющий снизить неравномерность толщины вакуумного покрытия по поверхности оптической детали диаметром 590 мм до 2%.

## RECEPTION OF VACUUM METAL-DIELECTRIC THIN-FILMS, THOSE HAVE UNIFORM THICKNESS ON LARGE-SIZED OPTICAL DETAILS, WHICH DIAMETER CAN BE COMPARABLE WITH THE DIAMETER OF VACUUM CHAMBER

N.K. KASINSKI, V.C. TOMAL, T.I. DZEMIDOVICH, Y.V. PETLITSKAYA

### Abstract

The method of reception vacuum metal-dielectric thin-films, those have uniform thickness on large-sized optical details in the issue of using a rotating correcting mask, is offered.

### Список литературы

1. Холлэнд О. Нанесение тонких пленок в вакууме. М., 1963.
2. Окатова М.А. Справочник технолога-оптика. СПб., 2004.
3. Трофимова Ж.П., Холодов В.М., Демидович Т.И. и др. // Оптико-механическая промышленность. 1987. №6. С. 30.
4. Усоскин А.И. // Оптико-механическая промышленность. 1984. №8. С. 33.

УДК 681.224:621.391:006.354

## МОДЕЛЬ КАНАЛА УТЕЧКИ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ

Г.В. ДАВЫДОВ, Д.М. КАВАН

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

Поступила в редакцию 3 января 2012

Представлена модель канала утечки речевой информации, образующаяся за счет акустического возбуждения большого числа мод изгибных колебаний, через ограждающие элементы конструкций помещений. Сформулированы условия обеспечения защиты речевой информации. Рассмотрены методы возбуждения маскирующих колебаний в ограждающих элементах конструкций.

*Ключевые слова:* модель канала утечки речевой информации, изгибные колебания, маскирующие колебания, ограждающие элементы конструкций, защита информации от утечки по акустическим каналам.

### Введение

Защита речевой информации в выделенном помещении начинается с проведения исследований и оценок по возможности наличия акустических и вибрационных каналов утечки информации. Это обусловлено тем, что одно помещение не похоже на другое по своему оформлению и имеющемуся оборудованию, а также по виду и характеристикам возможных акустических каналов утечки речевой информации. Методика исследований основана на создании в защищаемом помещении акустических сигналов с уровнями звукового давления, создаваемого громкой речью в соответствующем частотном диапазоне, и измерении уровня акустических сигналов за пределами помещения в областях возможного перехвата информации.

Трудности реализации данной методики заключаются в необходимости контроля протяженных элементов ограждающих конструкций дискретно (в большом количестве точек) и составлении акустического портрета исследуемого элемента конструкций [1]. При этом существует вероятность того, что точки с максимальными уровнями акустических сигналов были пропущены из-за дискретного характера их выбора. Использование лазерного сканирующего виброметра PSV-400 фирмы Polytec позволяет получить вибрационную картину объекта, однако локализовать каналы утечки речевой информации через отверстия и трещины в ограждающих конструкциях не представляется возможным. Для исключения этого недостатка и повышения производительности предлагается проводить поиск источников акустических сигналов с максимальной амплитудой с использованием акустической антенной решетки.

Вместе с тем, в каждом конкретном случае приходится проводить ряд исследований с последующей статистической обработкой результатов экспериментов для оценки возможности образования акустического канала утечки речевой информации в выделенном помещении. При этом место расположения источника звука в защищаемом помещении, с помощью которого моделируют громкую речь, будет по-разному оказывать влияние на результаты измерений за пределами помещения. Это обусловлено различными углами падения звуковой волны на ограждающие конструкции и различными возбуждаемыми формами резонансных колебаний. Эти особенности образования акустических каналов утечки речевой информации будут рассмотрены в данной работе.

## Физическая модель канала утечки речевой информации

Предложенная в работе [2] модель канала утечки речевой информации по существу является физической моделью, так как она описывает физические процессы, сопутствующие распространению речевой информации в виде акустических волн за пределы выделенного помещения. Там же рассмотрены механизмы образования акустических каналов утечки речевой информации и доказано, что основным видом колебаний, за счет которых происходит перенос речевой информации за пределы выделенного помещения, являются изгибные колебания ограждающих элементов конструкций.

Акустическое поле, образовавшееся за ограждающей конструкцией, будет неоднородным из-за суперпозиции волн от различных участков ограждающих конструкций, которые имеют различные амплитуды. При этом модель акустического поля за ограждающей конструкцией можно рассматривать как поверхность с пульсирующими областями для заданных частот форм собственных колебаний. В отдельных объемах за ограждающей конструкцией на определенных частотах будут наблюдаться максимумы звуковых давлений и одновременно в этих же объемах, но на других частотах, могут наблюдаться минимумы.

## Математическая модель канала утечки речевой информации и ограждающих элементов конструкций

Для математического описания процесса распространения речевой информации за ограждающие элементы конструкций (стены, пол, потолок) в качестве расчетной модели предлагается использовать прямоугольную пластину.

Решение дифференциального уравнения в частных производных поперечных колебаний прямоугольной пластины в виде ряда представлено в работе [2]. Для случая свободно опертой пластины по всем краям или закрепленной шарнирно, граничные условия характеризуются тем, что смещения и изгибающие моменты на краях отсутствуют.

Определение частот форм собственных колебаний пластины для заданных граничных условий имеет вид:

$$p_{ij} = \pi^2 \left( \frac{i^2}{a^2} + \frac{j^2}{b^2} \right) \sqrt{\frac{D}{mh}}, \quad (1)$$

где  $i$  – число форм ( $i-1$  узловых линий) в направлении оси  $O_x$ ;  $j$  – число форм ( $j-1$  узловых линий) в направлении оси  $O_y$ ;  $a$  – размер пластины по оси  $O_x$ ;  $b$  – размер пластины по оси  $O_y$ ;  $D$  – цилиндрическая жесткость пластины на изгиб, рассчитывается как

$$D = \frac{Eh^3}{12(1-\sigma^2)}, \quad (2)$$

где  $E$  – модуль упругости;  $h$  – толщина пластины;  $\sigma$  – коэффициент Пуассона;  $m$  – плотность материала пластины;  $p$  – частота собственной формы колебаний пластины.

Для стены, выполненной из гипсовых блоков толщиной 0,09 м, длиной 6 м и высотой 3,2 м (модуль упругости равен  $1,2 \cdot 10^{10}$  Н/м, плотность  $2,3 \cdot 10^3$  кг/м<sup>3</sup>, коэффициент Пуассона равен 0,25) частоты собственных форм колебаний с первой по десятую включительно представлены в табл. 1.

Проведенные расчеты показывают, что частоты собственных форм колебаний гипсоблочной стены, с первой по десятую форму включительно по высоте и длине стены, включая и их комбинации, лежат в диапазоне от 70 Гц до 5000 Гц. На рис. 1 показано расположение частот собственных форм колебаний гипсоблочной стены по оси  $O_x$  и сверху представлен спектр русской речи.

Анализ представленных на одном рисунке результатов позволяет сопоставить спектр речевых сигналов, воздействующих на ограждающие элементы конструкций, и ряд собственных резонансных частот для ограждающих элементов конструкций (в примере на рис. 1 для гипсоблочной стены). Спектр речевых сигналов перекрывается набором ряда собственных форм резонансных частот для ограждающих элементов конструкций. В результате в огражда-

дающей конструкции возникают изгибные колебания с большими амплитудами на собственных формах резонансных колебаний. И, как результат, обратная сторона ограждающей конструкции вызывает возмущение окружающей среды на собственных формах резонансных колебаний, тем самым формируя акустическую волну с речевой информацией. Таким образом, ограждающие конструкции можно характеризовать как фильтр, пропускающий сигналы с частотами, равными собственным резонансным частотам изгибных колебаний ограждающих конструкций.

Таблица 1. Частоты собственных форм колебаний гипсоблочной стены

$\begin{matrix} j \\ i \end{matrix}$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	77,3	256,7	555,7	974,3	1512,5	2170,4	2947,8	3844,8	4861,4	5997,7
2	129,9	309,3	608,3	1027,0	1565,2	2223,0	3000,4	3897,4	4914,1	6050,3
3	217,7	397,1	696,1	1114,7	1652,9	2310,7	3088,1	3985,2	5001,8	6138,0
4	340,5	519,9	818,9	1237,5	1775,7	2433,5	3211,0	4108,0	5124,6	6260,8
5	498,4	677,8	976,8	1395,4	1933,6	2591,5	3368,9	4265,9	5282,5	6418,8
6	691,4	870,8	1169,8	1588,4	2126,6	2784,5	3561,9	4458,9	5475,5	6611,8
7	919,5	1098,9	1397,9	1816,5	2354,7	3012,6	3790,0	4687,0	5703,6	6839,9
8	1182,7	1362,1	1661,1	2079,7	2617,9	3275,8	4053,2	4950,2	5966,8	7103,1
9	1481,0	1660,4	1959,4	2378,0	2916,2	3574,0	4351,5	5248,5	6265,1	7401,3
10	1814,3	1993,8	2292,8	2711,4	3249	3907,4	4684,8	5581,9	6598,5	7734,7

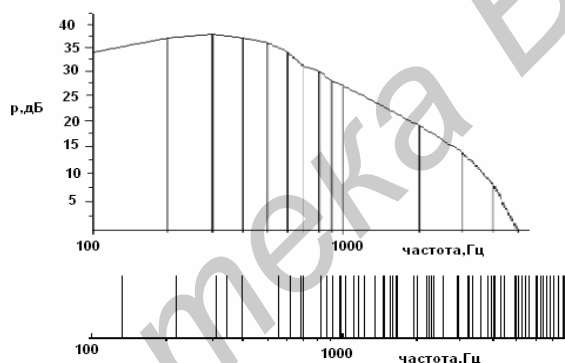


Рис. 1. Расположение частот собственных форм колебаний гипсоблочной стены и спектр русской речи

Для стены, выполненной из железобетонных плит толщиной 0,25 м, длиной 6 м и высотой 2,8 м, частоты собственных форм колебаний с первой по десятую включительно представлены в табл. 2.

Таблица 2. Частоты собственных форм колебаний железобетонной стены

$\begin{matrix} j \\ i \end{matrix}$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	410	1422	3109	5471	8507	12219	16605	21665	27401	33811
2	631	1643	3330	5691	8728	12439	16825	21886	27621	34031
3	998	2010	3697	6059	9095	12806	17192	22253	27988	34399
4	1512	2525	4211	6573	9673	13321	17707	22767	28503	34913
5	2174	3186	4873	7234	10271	13982	18368	23429	29164	35574
6	2982	3994	5681	8043	11079	14790	19176	24237	29972	36382
7	3937	4949	6636	8998	12034	15745	20131	25192	30927	37338
8	5039	6051	7738	10100	13136	16847	21233	26294	32030	38440
9	6288	7300	8987	11349	14385	18097	22482	27543	33279	39689
10	7684	8696	10383	12745	15781	19493	23878	28939	34675	41085

Представленные в табл. 2 частоты собственных форм колебаний железобетонной стены выполнены без учета влияния арматуры. В некоторой степени влияние арматуры учитывалось через повышение модуля упругости по сравнению с бетоном.

Учесть влияние видов закрепления, а также арматуры и вырезов в железобетонной стене, можно, используя метод конечных элементов при расчетах [3], который представляет собой обобщение метода Релея-Ритца-Галеркина численного решения дифференциальных уравнений в частных производных. Хотя в методе Ритца не решаются непосредственно дифференциальные уравнения, а используется вариационная формулировка задачи и решение ищется в виде комбинаций  $\sum q_i \varphi_i$ , где  $q_i$  – весовые коэффициенты;  $\varphi_i$  – пробные полиномиальные функции небольшой степени. Весовые коэффициенты  $q_i$  вычисляются из вариационного принципа. В методе конечных элементов пробные полиномиальные функции  $\varphi_i$  равны нулю на большей части области и отличны от нуля в окрестности одного узла и составлены из полиномов не большой степени (третьей или четвертой). В методе Ритца для повышения точности расчетов используются более сложные пробные функции. Для повышения точности расчетов в методе конечных элементов применяется более мелкое разбиение области на конечные элементы с использованием тех же полиномов, что и на более крупной сетке. Выбор вида конечного элемента в большей степени определяется формой границ. Для криволинейных границ области разбиения проще использовать треугольные элементы. Использование прямоугольных элементов предпочтительнее для объемных тел с простой геометрией, близкой к параллелепипеду [3]. В этом случае число конечных элементов будет меньше, так как один куб занимает тот же объем, что и 6 тетраэдров. Разбиение на расчетную сетку для гипсоблочной стены было выполнено на конечные элементы с прямоугольными сторонами и 6 гранями, как показано на рис. 2. Сетка конечных элементов создана путем упорядоченного разбиения на шестигранные элементы одинаковых размеров.

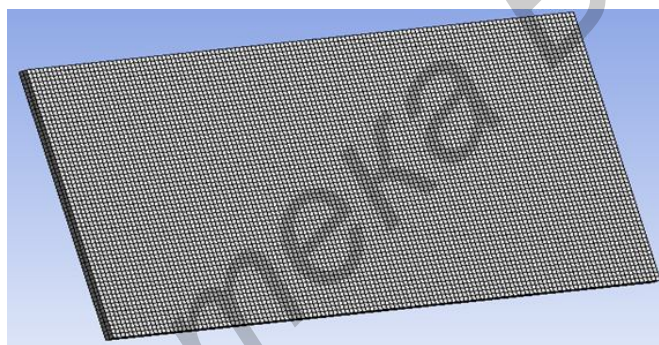


Рис. 2. Модель гипсоблочной стены, разбитой на шестигранные конечные элементы

Конечный элемент в виде параллелепипеда имеет восемь узловых точек. Вектор-столбец перемещений для конечного элемента имеет 8 векторов или 24 компоненты, так как каждый из векторов описывается тремя компонентами. Для  $i$ -го конечного элемента вектор-столбец перемещений

$$\{q\}_i = \{\{q\}_i^1, \dots, \{q\}_i^4, \dots, \{q\}_i^8\}, \quad (3)$$

где  $\{q\}_i^k = \{q_{ix}^k, q_{iy}^k, q_{iz}^k\} = \{u_i^k, v_i^k, w_i^k\}$  или  $u_i^k$  – перемещения по оси  $x$   $k$ -того узла  $i$ -того конечного элемента,  $v_i^k$  – перемещения по оси  $y$   $k$ -того узла  $i$ -того конечного элемента,  $w_i^k$  – перемещения по оси  $z$   $k$ -го узла  $i$ -го конечного элемента. При этом должно выполняться условие равенства перемещений в узлах взаимодействующих элементов перемещениям этого узла.

Вектор узловых сил для  $i$ -го конечного элемента представляет также вектор столбец

$$\{F\}_i = \{\{F\}_i^1, \dots, \{F\}_i^4, \dots, \{F\}_i^8\}, \quad (4)$$

где  $\{F\}_i^k = \{F_{ix}^k, F_{iy}^k, F_{iz}^k\}$  или  $F_{ix}^k$  – сила для  $k$ -того узла  $i$ -того конечного элемента по оси  $x$ ,  $F_{iy}^k$  – сила для  $k$ -го узла  $i$ -го конечного элемента по оси  $y$ ,  $F_{iz}^k$  – сила для  $k$ -го узла  $i$ -го конечного элемента по оси  $z$ . Для соприкасающихся элементов в одном узле должно выполняться условие равновесия внутренних и внешних (если они имеются) сил для этого узла. Это условие должно выполняться для всех узлов модели конечных элементов.

Переход от узловых перемещений к перемещениям, деформациям и напряжениям внутри конечных элементов осуществляется путем задания интерполяционных функций, которые должны обеспечить неразрывность перемещений при переходе от одного конечного элемента к другому.

Матрица жесткости, характеризующая связь между вектором-столбцом перемещений и вектором-столбцом сил для  $i$ -того конечного элемента, имеет вид

$$[K]_i = \begin{bmatrix} [K]_{i1}^1 & \dots & [K]_{i1}^4 & \dots & [K]_{i1}^8 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ [K]_{i4}^1 & \dots & [K]_{i4}^4 & \dots & [K]_{i4}^8 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ [K]_{i8}^1 & \dots & [K]_{i8}^4 & \dots & [K]_{i8}^8 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где  $[K]_{il}^k$  определяет реакции в  $l$ -м узле от единичных перемещений в  $k$ -м узле  $i$ -го элемента. Матрица  $[K]_i$  характеризует реактивные усилия в узлах по заданным направлениям, отвечающие единичным узловым перемещениям, последовательно накладываемым по этим направлениям, при условии, что остальные перемещения в узлах элемента равны нулю [4].

Между векторами  $\{F\}_i$  и  $\{q\}_i$  имеется однозначное соответствие

$$\{F\}_i = [K]_i \{q\}_i, \quad (6)$$

где  $[K]_i$  – матрица жесткости  $i$ -го элемента.

Матрица интерполяционных функций для параллелепипеда имеет восемь блоков

$$[C] = [[C]^{(1)} \dots [C]^{(4)} \dots [C]^{(8)}], \quad (7)$$

где  $[C]^{(k)} = E_3 C_k(x, y, z)$ ,  $E_3$  – единичная матрица третьего порядка.

Перемещения внутри элемента  $u$ ,  $v$ ,  $w$  можно описать с помощью полиномов, которые обеспечивают непрерывность при переходе от одного элемента к другому:

$$\begin{aligned} u(x, y, z) &= \alpha_1 + \alpha_4 x + \alpha_7 y + \alpha_{10} z + \alpha_{13} xy + \alpha_{16} yz + \alpha_{19} xz + \alpha_{22} xyz; \\ v(x, y, z) &= \alpha_2 + \alpha_5 x + \alpha_8 y + \alpha_{11} z + \alpha_{14} xy + \alpha_{17} yz + \alpha_{20} xz + \alpha_{23} xyz; \\ w(x, y, z) &= \alpha_3 + \alpha_6 x + \alpha_9 y + \alpha_{12} z + \alpha_{15} xy + \alpha_{18} yz + \alpha_{21} xz + \alpha_{24} xyz. \end{aligned} \quad (8)$$

Интерполяционные функции  $C_k(x, y, z)$  с учетом зависимостей можно записать в виде:

$$\begin{bmatrix} C_1(x, y, z) \\ C_2(x, y, z) \\ C_3(x, y, z) \\ C_4(x, y, z) \\ C_5(x, y, z) \\ C_6(x, y, z) \\ C_7(x, y, z) \\ C_8(x, y, z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 & x_6 & x_7 & x_8 & x \\ y_1 & y_2 & y_3 & y_4 & y_5 & y_6 & y_7 & y_8 & y \\ z_1 & z_2 & z_3 & z_4 & z_5 & z_6 & z_7 & z_8 & z \\ x_1 y_1 & x_2 y_2 & x_3 y_3 & x_4 y_4 & x_5 y_5 & x_6 y_6 & x_7 y_7 & x_8 y_8 & xy \\ y_1 z_1 & y_2 z_2 & y_3 z_3 & y_4 z_4 & y_5 z_5 & y_6 z_6 & y_7 z_7 & y_8 z_8 & yz \\ x_1 z_1 & x_2 z_2 & x_3 z_3 & x_4 z_4 & x_5 z_5 & x_6 z_6 & x_7 z_7 & x_8 z_8 & xz \\ x_1 y_1 z_1 & x_2 y_2 z_2 & x_3 y_3 z_3 & x_4 y_4 z_4 & x_5 y_5 z_5 & x_6 y_6 z_6 & x_7 y_7 z_7 & x_8 y_8 z_8 & xyz \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ x \\ y \\ z \\ xy \\ yz \\ xz \\ xyz \end{bmatrix}$$

Граничные условия для расчетной модели при жестком закреплении характеризуются равенством нулю перемещений по выбранной грани и нулю поворотов, а для шарнирного закреплении предполагается равенство нулю как перемещений, так и изгибающих моментов по выбранным граням. В качестве примера были выполнены расчеты форм собственных колебаний

гипсоблочной стены с использованием программного пакета ANSYS. Результаты расчетов представлены на рис. 3 и 4.

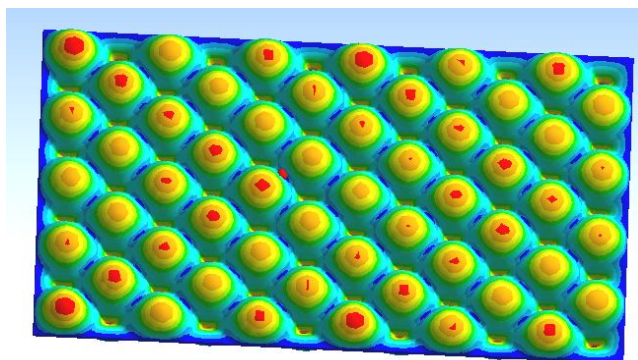


Рис. 3. Форма 9×6 собственных колебаний гипсоблочной стены при закреплении по торцам с нулевыми смещениями по нормали



Рис. 4. Значения частот собственных колебаний гипсоблочной стены при закреплении по торцам с нулевыми смещениями по нормали

### Заключение

Показано, что речевые сигналы, представленные в виде акустических волн, проходят через ограждающие элементы конструкций помещений за счет возбуждения многомодовых изгибных колебаний ограждающих конструкций.

## MODEL OF SPEECH INFORMATION LEAKEGE CHANNEL

H.V. DAVYDAU, D.M. KAVAN

### Abstract

The model of the channel leakage of speech information, which is formed by the acoustic excitation of a large number of modes of flexural vibrations through the building envelope construction elements, is presented. Conditions are formulated to protect speech information. The methods of masking the excitation of oscillations in the envelope structural elements are discussed.

### Список литературы

1. Давыдов Г.В., Каван Д.М., Попов В.А. и др. // Докл. БГУИР. 2009. №4. С. 76–78.
2. Бабаков И.М. Теория колебаний. М., 1968.
3. Стренг Г., Фикс Дж. Теория метода конечных элементов. М., 1977.
4. Клованич С.Ф. Метод конечных элементов в нелинейных задачах инженерной механики. Запорожье, 2009.



УДК 004.3

## ОБОСНОВАНИЕ ПРИМЕНЕНИЯ СРЕДСТВ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ ОТ УТЕЧКИ ПО РАДИОКАНАЛАМ

Л.Л. УТИН, Х.М. КРЕД, М.А. САБЕРИАН

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

*Поступила в редакцию 28 февраля 2012*

При архитектурном планировании строительства новых объектов информатизации (защищаемое помещение), перепланировке существующих помещений, или выявления нарушений требований, предъявляемых к уровням излучений электронных вычислительных машин (далее – ЭВМ), руководителям государственных и частных предприятий приходится решать задачу выбора способов и средств обеспечения защиты информации. В статье для повышения обоснованности принимаемых решений предлагается применять разработанную имитационную модель построения зоны излучений ЭВМ.

*Ключевые слова:* затухание сигналов, зона излучений, моделирование, радиоизлучения, контролируемая зона.

### Введение

Создание многоуровневой системы защиты конфиденциальной информации, позволяющей гарантировано противостоять известным атакам злоумышленников, возможно при наличии значительных материальных средств. При финансовых ограничениях необходимо соизмерять риск от возможных потерь при утечке информации и стоимость приобретаемых технических средств защиты. Достижение поставленной цели по защите объекта информатизации может быть осуществлено различными способами, имеющими определенные достоинства и недостатки, стоимость и качество. Выбор конкретных технических средств защиты, как правило, осуществляется на основании имеющегося опыта и интуиции лиц, ответственных за безопасность обработки информации.

В рамках диссертационных исследований разработана методика построения зон излучения ЭВМ, в объекте информатизации, позволяющая учесть затухания радиоизлучения ЭВМ при их распространении через стены, мебель, сейфы и другие предметы интерьера [1]. В ходе апробации данной методики было установлено, что возможность перехвата информации существенно зависит от места расположения ЭВМ в помещении. При проведении дальнейших исследований разработанного программного продукта, было выявлено, что с помощью реализованной задачи графического построения зоны излучений ЭВМ, эксперт способен визуально определять опасные направления излучений.

### Теоретический анализ

Основные мероприятия по защите информации направлены на снижение (подавление) уровня информативных излучений в источнике и на пути распространения электромагнитного поля к потенциальному месту размещения разведывательной аппаратуры злоумышленника [2]. Одним из мероприятий является максимизация удаления ЭВМ от границы контролируемой зоны. Если изменение местоположения ЭВМ может привести к искажению эстетической планировки помещения или уровень излучений на границе контролируемой зоны остается выше допустимых норм, то применяют пассивные средства защиты (изолирующие кабины, экраны, ко-

жухи, радиопоглощающие покрытия). Эффективность экранирующих устройств зависит от электрических и магнитных свойств материалов, из которых они изготовлены, их геометрических размеров, а также частотного диапазона излучения сигнала [3]. Стоимость проведения работ по защите помещения пассивными средствами зависит от размеров контролируемой зоны и лежит в пределах 50 – 200% от стоимости защищаемого оборудования [4]. Для уменьшения затрат на приобретение и установку средств пассивной защиты целесообразно применять экраны с минимальными геометрическими размерами, для изготовления которых использованы недорогие радиопоглощающие покрытия.

В случаях, когда применение пассивных средств защиты не допускается по каким-либо причинам, рекомендуется использовать активные средства защиты информации маскирующего или имитирующего типов. Стоимость предлагаемых на рынке генераторов шума лежит в пределах 30–80% от стоимости защищаемого оборудования [4] и зависит от конструктивного исполнения, применяемых типов антенн, диапазонов частот и излучаемой мощности. К устройствам активной защиты ЭВМ предъявляют противоречивые требования [5]. С одной стороны, мощность передатчика должна быть достаточной для того, чтобы в точке потенциального перехвата уровень помех превышал или был соизмерим с уровнем излучения ЭВМ в широком диапазоне частот при использовании ненаправленных антенн. С другой стороны, на рабочем месте оператора сигнал не может превышать значений, установленных требованиями санитарных правил и норм, а на границе контролируемой зоны уровень помех, создаваемый активными средствами защиты, не должен превышать требуемых норм по электромагнитной совместимости. Невыполнение данных требований может привести к ухудшению здоровья работающего персонала, постановке помех теле- и радиоаппаратуре. Кроме того, активная шумовая помеха является дополнительным демаскирующим признаком обработки в помещении конфиденциальной информации.

Повышение обоснованности принятия решения о применении дополнительных технических средств защиты может быть осуществлено путем измерения уровней сигналов за пределами защищаемого помещения. Ориентировочная стоимость таких измерений представлена в табл. 1.

Таблица 1. Ориентировочная стоимость работ по измерению уровней электромагнитного поля в помещении площадью от 10 до 50 м<sup>2</sup>

Наименование проводимых работ	Цена, руб
Измерение опасных для здоровья излучений	4 000 000
Измерение электромагнитных полей низких частот 50 Гц – 400 КГц	1 200 000
Измерение электромагнитных полей радио- и СВЧ-диапазонов до 3 ГГц	2 400 000
Измерение электромагнитного поглощения оконных рам, дверей, стен	2 350 000

Из таблицы видно, что суммарная стоимость измерений излучений ЭВМ, расположенной в одном конкретном месте относительно окружающих ее предметов интерьера, стен, окон, дверей – около 10 миллионов рублей. При этом попытки поиска оптимального местоположения ЭВМ в помещении с целью минимизации уровня излучений ЭВМ за пределы контролируемой зоны могут привести к неоправданным финансовым расходам. Кроме этого, при любых проводимых изменениях необходимо проводить повторные. В ряде случаев измерение уровней сигналов вообще не может быть осуществлено из-за отсутствия объекта исследования. Типовым примером такой ситуации является проведение архитектурного планирования строительства нового здания, в котором предполагается размещение защищаемого помещения.

Уменьшение расходов на проведение анализа электромагнитной обстановки внутри и за пределами защищаемого помещения возможно при применении средств моделирования распространения электромагнитного поля от источника излучения к разведывательной аппаратуре. Применение аналитических методов моделирования затруднено из-за отсутствия достоверных сведений о характеристиках средств перехвата излучений, сложности формализации изменений мощности электромагнитного поля в результате диффузного взаимодействия прямой и отраженных волн, энергетических потерь в препятствиях, имеющих различные коэффициенты поглощения и геометрические размеры, статистического воздействия естественных и искусственных помех. В результате изложенных выше причин для определения особенностей распростра-

нения излучений ЭВМ в защищаемом помещении возникла необходимость в разработке комплекса имитационных моделей, структура которого представлена на рис. 1.

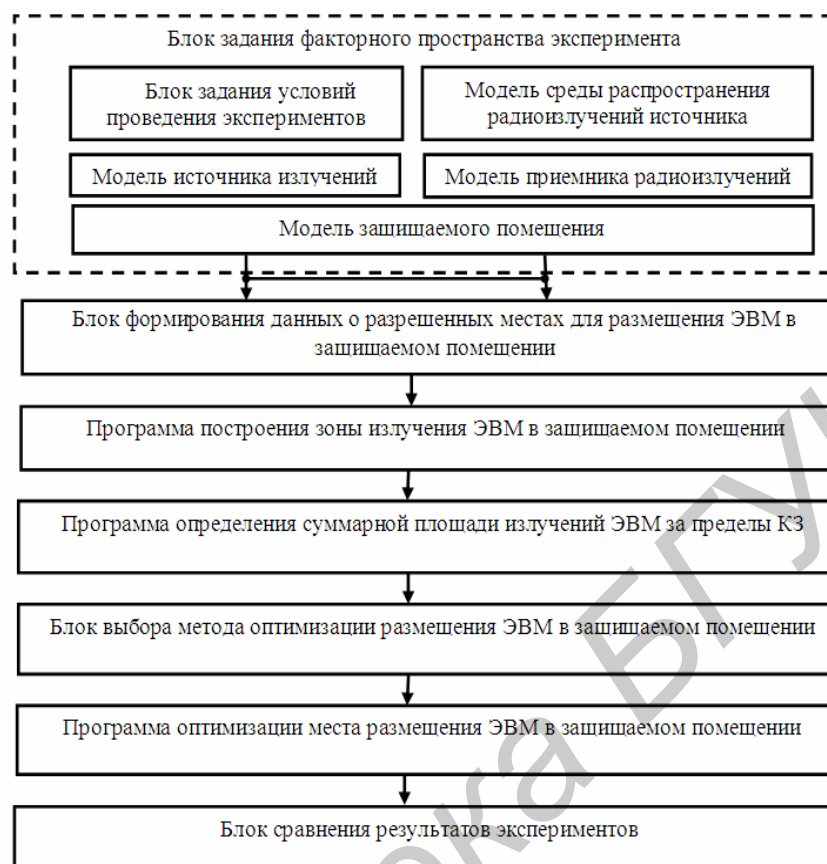


Рис. 1. Состав комплекса имитационного моделирования зоны излучения ЭВМ в защищаемом помещении

Разработанный комплекс имитационных моделей позволяет:

- отображать суммарную зону электромагнитных излучений ЭВМ и других электронных устройств, находящихся в помещении с учетом статистического воздействия на сигнал различных факторов;
- определять расстояние до точки, в которой еще возможен перехват информативных излучений ЭВМ радиоприемной аппаратурой злоумышленников с учетом затухания электромагнитного поля при прохождении его через различные препятствия;
- находить место размещения ЭВМ в защищаемом помещении, на котором суммарная площадь зоны ее излучения за пределы контролируемой зоны будет минимальна;
- отображать потенциально опасные направления распространения излучений за пределы контролируемой зоны;
- отображать зону помех активных средств защиты информации, планируемых к применению в помещении, а также визуализировать степень маскирования информативных излучений ЭВМ;
- осуществлять подбор места расположения генераторов шума для минимизации мощности излучаемых помех, при максимизации удаления средств защиты от рабочих мест персонала;
- подбирать минимальные размеры пассивных средств защиты информации, визуализировать эффективность их применения;
- информировать об уровнях электромагнитного излучения на рабочем месте персонала.

## Результаты

Основные результаты исследований получены при решении следующей задачи. Пусть имеется произвольное помещение, в котором функционируют две ЭВМ, размещенные в строго определенном месте (рис. 2). Положим, что изменение местоположения не допускается. Требуется определить наличие потенциально опасных излучений, выявить, при необходимости, возможные места перехвата, а также разработать варианты защиты помещения от утечки информативных излучений ЭВМ.

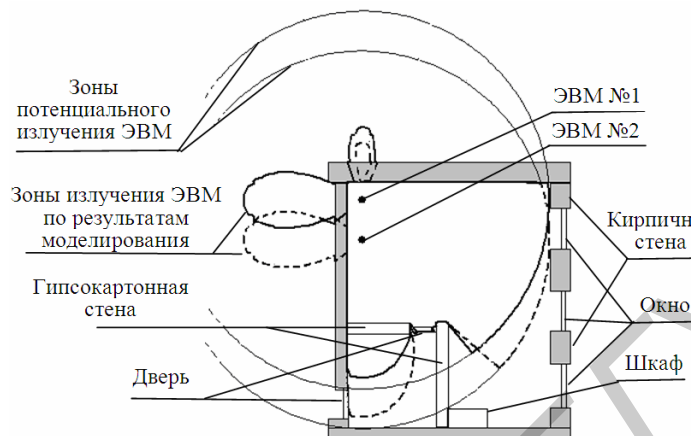


Рис. 2. Графическое представление моделируемого помещения и зон излучения ЭВМ

Из рис. 2 видно, что за верхней, левой и нижней стенами принципиально существует опасность утечки информации. В результате расчетов зон излучения ЭВМ было определено:

- потенциальная площадь излучений ЭВМ составляет  $144 \text{ м}^2$ ;
- моделируемая площадь зоны излучения ЭВМ №1 –  $25,5 \text{ м}^2$ , ЭВМ №2 –  $26,5 \text{ м}^2$ .

Таким образом, площадь зоны излучения ЭВМ №1 меньше потенциальной площади излучений в 5,6 раз, а площадь зоны излучения ЭВМ №2 – в 5,4 раза, что свидетельствует о целесообразности учета реальных условий эксплуатации ЭВМ при проведении планирования.

Учитывая, что излучения обоих ЭВМ выходят за границу помещения, требуется применение пассивных или активных средств защиты или их комбинацию. На рис. 3 представлены результаты моделирования применения металлических экранов.

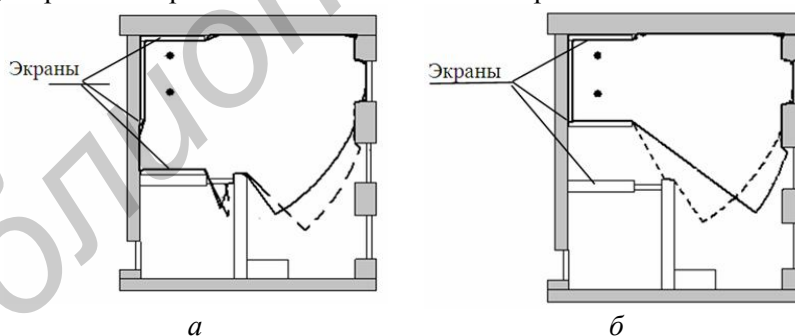


Рис. 3. Графическое представление результатов моделирования применения пассивных средств защиты информации: а – экранирование стен помещения; б – применение экранирующей кабины

Из рис. 3 видно, что частичное экранирование стен не всегда обеспечивает предотвращение выхода излучений ЭВМ за пределы помещения. Использование экранирующих кабин, позволяет предотвратить нежелательное излучение ЭВМ за пределы контролируемой зоны. Недостатком экранирующих кабин является повышение уровня естественного излучения ЭВМ внутри кабины за счет многократных переотражений электромагнитного поля от стен, что может привести к нарушению требований санитарных норм.

Графическое изображение результатов моделирования применения активных средств защиты представлены на рис. 4.

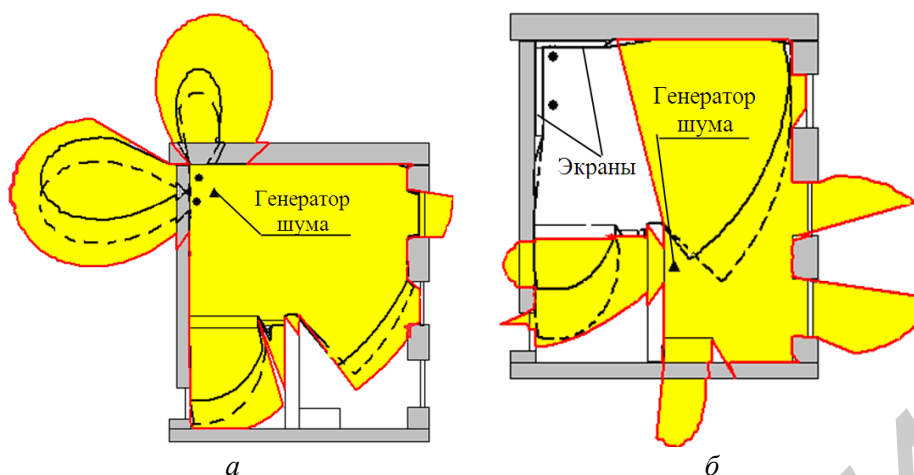


Рис. 4. Графическое представление результатов моделирования применения средств защиты информации: *а* – зашумление генератором шума без регулировки мощности; *б* – комбинированное применение средств защиты

Из рис. 4,*а* видно, что при размещении генераторов шума рядом с ЭВМ обеспечивается маскирование информативных излучений, выходящих за пределы помещения. Однако при этом варианте существует вероятность ухудшения здоровья персонала, работающего на ЭВМ за счет постоянного воздействия на них мощным электромагнитным полем. При удалении генератора шума от ЭВМ повышается вероятность утечки информации на отдельных направлениях распространения излучений ЭВМ. Комбинированное применение средств защиты позволяет уменьшить выявленные недостатки. Сравнительные результаты моделирования применения активных и пассивных средств защиты, а также их комбинации представлены в табл. 2.

Таблица 2. Результаты моделирования применения средств защиты в помещении

Модель эксперимента, изображенная на рисунке	Суммарная площадь зоны излучения, выходящей за границу контролируемой зоны, м <sup>2</sup>		Наличие влияния электромагнитного поля генератора шума	
	ЭВМ №1	ЭВМ №2	ЭВМ №1	ЭВМ №2
3, <i>а</i>	нет	нет	нет	нет
3, <i>б</i>	1,1	0,96	нет	нет
4, <i>а</i>	7	8,5	да	да
4, <i>б</i>	2,5	4	нет	нет

### Заключение

Таким образом, применение имитационного моделирования распространения излучений ЭВМ в защищаемом помещении позволяет повысить обоснованность принятия решений по выбору и размещению пассивных и активных средств защиты информации. Достоинствами разработанного комплекса являются:

- возможность без проведения экспериментальных измерений уровней излучений в помещении и за его пределами многократно определять изменения в электромагнитном поле при перепланировке помещения, перестановке (замене) мебели, модернизации ЭВМ и т.д;
- обеспечение точности получаемых результатов путем учета максимального количества факторов, влияющих на распространение электромагнитного поля в помещении;
- визуализация зоны излучений ЭВМ в помещении, позволяющая выявить направления потенциального перехвата информации, зоны излучения активных средств защиты и степень маскирования помехами информативного излучения;
- возможность подбора рационального места размещения ЭВМ, при котором излучения за пределы контролируемой зоны будут минимальны за счет естественного затухания сигнала в конструктивных и переменных элементах помещения.

# SUBSTANTIATION OF THE APPLICATION OF PROTECTION TOOLS AGAINST INFORMATION LEAKAGE VIA ELECTROMAGNETIC RADIATION EMANATION

L.L. UTSIN, H.M. KRIAD, M.A. SABERIAN

## Abstract

The problem of choosing the tools to ensure the protection of information during the architectural planning of protected areas, redevelopment of existing premises or violations identification of the requirements for radiation levels of personal computers of state officials and managers of private enterprise is solved. The imitation model for the choice substantiation improvement is developed to making a model of the zone of radiation of personal computers.

## Список литературы

1. Утин Л.Л., Григорьев В.Л., Кред Х.М. // Докл. БГУИР. 2010. №7(53). С. 53–58.
2. Зайцев А.П. Технические средства и методы защиты информации. М., 2009.
3. Лыньков Л.М., Альябад Х.М., Пулко Т.А. и др. Пассивные технические средства обеспечения информационной безопасности от утечки по электромагнитному, оптическому и акустическому каналам. Мн., 2010.
3. Защита информации от утечки по каналам ПЭМИН [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://www.beltim.by/services/zashchita-informatsii-ot-utechki-po-kanalam-pemin>.
4. Лыньков Л.М., Утин Л.Л. Активные средства защиты электронно-вычислительных машин: методич. пособ. Минск, 2012.

УДК 621.396.1

## ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТЕЙ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ РСА КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ НА ПРИМЕРЕ СПУТНИКА FIA RADAR-1

В.И. ГРИНКЕВИЧ, В.Е. ЛАЗАРЕНКО

Военная академия Республики Беларусь  
Минск–57, 220057, Беларусь

Поступила в редакцию 14 февраля 2012

Рассмотрен один из подходов к оценке возможностей радиолокационных станций с синтезированием апертуры антенны космического базирования по обзору земной поверхности на основе известных данных о параметрах орбит их носителей.

*Ключевые слова:* дистанционное зондирование земли, радиолокационная станция с синтезированием апертуры, космический аппарат.

### Введение

В комплексе мероприятий дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) из космоса значительная роль отводится радиолокационным системам наблюдения земной поверхности. Применение таких систем обусловлено возможностью ведения радиолокационной съемки независимо от погодных условий, времени суток и года. Средством радиолокационной съемки, установленным на борту космического аппарата (КА), как правило, является радиолокационная станция с синтезированием апертуры антенны (РСА). Основным продуктом ДЗЗ – радиолокационный снимок, процесс получения которого заключается в обработке первичной радиолокационной информации, переданной с КА на наземный пункт. По качеству получаемого изображения радиолокационные снимки несколько уступают оптическим, но вместе с тем, обладают достаточной информативностью для анализа свойств подстилающей поверхности и объектов наблюдения.

Об эффективности космических РСА свидетельствует постоянное увеличение их числа. По сравнению с 2006 годом число КА с РСА возросло на 9 спутников (с 18 в 2006 до 27 в 2011 году), без учета аппаратов, сведенных с орбиты по различным причинам [1]. Вместе с тем, скрытность излучения РСА за счет применения широкополосных сигналов и ограниченность съемки по времени (0,5–10 сек), отсутствие, как правило, сведений о месте и времени съемки, неизменность орбиты КА во время съемки позволяют осуществлять несанкционированное зондирование любых участков земной поверхности. Данное обстоятельство позволяет рассматривать все космические РСА, независимо от заявленных целей их запуска и решаемых ими задач, как средства двойного назначения. При этом возможности большинства таких КА в печати не приводятся [2]. В связи с этим целью статьи является определение потенциальных возможностей космических РСА на основании данных о параметрах их орбит. Исходными данными для проведения исследований являются параметры орбиты нового американского спутника FIA Radar-1 [2].

### Общие сведения о спутнике FIA Radar-1

Спутник FIA Radar-1 с РСА E-305 (рис. 1) разработан компанией Boeing по программе FIA (Future Imaging Architecture). Запуск спутника состоялся 21 сентября 2010 года в 4 часа 3



минуты по UTC (Universal Time Coordinated) с военной базы ВВС США Ванденбер [2]. В каталоге Стратегического командования США спутнику присвоены наименование USA-215, номер 37162 и международное обозначение 2010-046A. Основная цель запуска FIA Radar-1 – замена выслуживших установленный срок КА, функционирующих по программе Lacrosse/Vega/Onyx военного ведомства США [2].

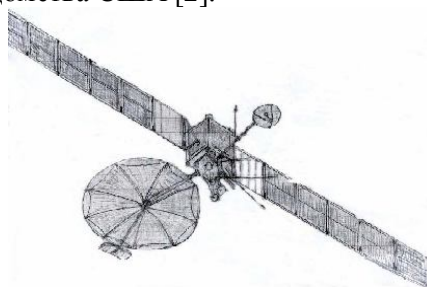


Рис. 1. Эскиз космического аппарата FIA Radar-1

Параметры орбиты спутника: наклонение – 123 град; высота – 1120 км; путевая скорость 7,3 км/сек; период обращения – 107 мин.

Особенностями КА FIA Radar-1 по отношению к спутникам серии Lacrosse/Onyx являются: нестандартное (отрицательное) наклонение орбиты 123 град; увеличение высоты орбиты в среднем на 400 – 450 км, уменьшение общей массы спутника более чем в два раза. Это позволило обеспечить необходимый темп обзора земной поверхности (несмотря на уменьшение орбитальной скорости, обусловленной увеличением высоты орбиты спутника), сократить в среднем в 1,2 раза время синтезирования (вследствие отрицательного наклонения орбиты), увеличить примерно в 1,6 раза дальность действия РСА и размер полосы обзора.

#### Оценки возможностей дистанционного зондирования Земли спутником FIA Radar-1

Одной из основных характеристик РСА, определяющей возможности ДЗЗ, является зона обзора [3]. Зона обзора характеризуется:

- минимальной  $r_{\min}$  и максимальной  $r_{\max}$  дальностями обнаружения (удалением зоны обзора от РСА);
- минимальным  $\varepsilon_{\min}$  и максимальным  $\varepsilon_{\max}$  углами наблюдения (положением зоны обзора относительно линии пути);
- размерами полосы обзора по дальности (кросс курсу)  $\Delta D$  и азимуту (вдоль курса)  $\Delta L$ ;
- размерами полосы одновременного обзора по дальности (кросс курсу)  $\Delta d$  и азимуту (вдоль курса)  $\Delta l$  (в соответствии с режимом функционирования РСА).

Для определения возможностей обзора земной поверхности РСА с учетом известных орбитальных параметров необходимо найти значения углов наблюдения  $\varepsilon_{\min} = \varepsilon$ ,  $\varepsilon_{\max} = \varepsilon'$  (рис. 2), при которых возможно получение радиолокационной информации заданного качества.

Количественной мерой, определяющей качество радиолокационной информации, является разрешающая способность по горизонтальной дальности (кросс курсу)  $\delta D$  и азимуту (вдоль курса)  $\delta l$ , значения которых могут быть найдены по формулам [3]:

$$\delta D = \frac{c}{2\Delta f \cos \varphi} = \frac{\delta r}{\cos \varphi} = \frac{c\tau_p}{2\kappa_c \cos \varphi}, \quad (1)$$

$$\delta l = \frac{\lambda R_r}{2VT_s \sin \Theta_r} = \frac{\lambda(h_s / \sin \varphi)}{2VT_s \sin \Theta_r}, \quad (2)$$

где  $c$ , м/сек – скорость распространения радиоволн в свободном пространстве;  $\Delta f$ , Гц – ширина спектра зондирующего сигнала;  $\varphi$ , град – угол наблюдения РСА относительно траверза спутника;  $\tau_p$ , сек – длительность импульса;  $\kappa_c$  – коэффициент сжатия импульса;  $\lambda$ , м – длина волны;  $R_r$ , м – дальность наблюдения;  $\Theta_r$ , град – угол наблюдения (при боковом обзоре  $\Theta_r = \pi/2$ );  $V$ , м/сек – средняя орбитальная скорость спутника;  $h_s$ , м – высота орбиты спутника;  $T_s$ , сек – время синтезирования апертуры.



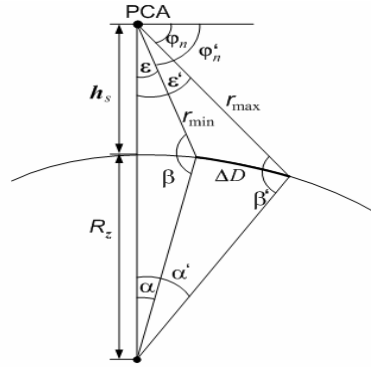


Рис. 2. Геометрия обзора подстилающей поверхности космическими PCA

В предположении, что значения  $\delta D$ ,  $\delta l$  при функционировании КА FIA Radar-1 в режиме высокого разрешения не могут быть хуже, чем его прототипов ( $\delta D = \delta l \approx 0,5 \div 1$  м при  $T_s = 6$  сек) [4], решение (1) и (2) позволяет установить зависимости  $\delta D(\varphi)$ ,  $\delta l(\varphi)$  для верхней границы разрешения и определить значение углов наблюдения  $\varepsilon_{\min}$ ,  $\varepsilon_{\max}$ , при которых выполняется это условие (рис. 3).

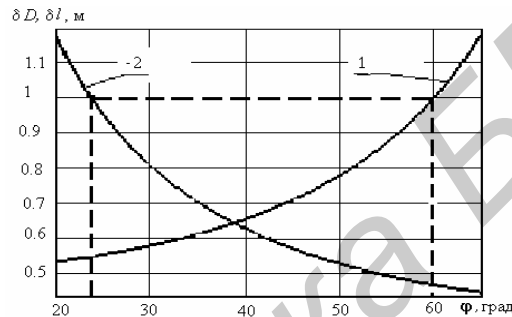


Рис. 3. Зависимость изменения разрешающей способности по горизонтальной дальности  $\delta D$  (зависимость 1) и азимуту  $\delta l$  (зависимость 2) от угла  $\varphi$

Анализ зависимостей, представленных на рис. 3, позволяет утверждать, что обзор земной поверхности PCA FIA Radar-1 без существенного ухудшения разрешающей способности возможен под углами  $\varepsilon_{\min} \approx 24^\circ$ ,  $\varepsilon_{\max} \approx 60^\circ$ .

В соответствии с рис. 2 значения  $r_{\min}$  и  $r_{\max}$ , с учетом кривизны Земли, могут быть найдены по формулам:

$$r_{\min} = \sqrt{(R_z + h_s)^2 + R_z^2 - 2R_z(R_z + h_s)\cos\alpha}, \quad (3)$$

$$r_{\max} = \sqrt{(R_z + h_s)^2 + R_z^2 - 2R_z(R_z + h_s)\cos\alpha'}, \quad (4)$$

где  $R_z \approx 6371$  км – радиус Земли.

Значения углов  $\alpha$  и  $\alpha'$  в (3) и (4) рассчитываются через промежуточные величины  $\beta$  и  $\beta'$  (рис. 2):

$$\beta = \pi - \arcsin\left(\frac{(R_z + h_s) \cdot \sin \varepsilon}{R_z}\right), \quad (5)$$

$$\beta' = \pi - \arcsin\left(\frac{(R_z + h_s) \cdot \sin \varepsilon'}{R_z}\right). \quad (6)$$

Откуда

$$\alpha = \pi - \beta - \varepsilon, \quad (7)$$

$$\alpha' = \pi - \beta' - \varepsilon'. \quad (8)$$

Подставив результаты (7), (8) в (3), (4), получим значения искомых величин.

С учетом (7), (8) размер полосы обзора РСА по дальности  $\Delta D$  можно определить как длину дуги радиусом  $R_z$ , ограниченную углом  $(\alpha' - \alpha)$  по формуле

$$\Delta D = \frac{\pi R_z (\alpha' - \alpha)}{180}. \quad (9)$$

Результаты расчетов согласно (1) – (9) представлены в таблице.

**Характеристики обзора земной поверхности спутником FIA Radar-1**

Характеристика	$\delta D$ , м	$\delta l$ , м	$\varepsilon_{\min}$ , град	$\varepsilon_{\max}$ , град	$\beta$ , град	$\beta'$ , град	$\alpha$ , град	$\alpha'$ , град	$r_{\min}$ , км	$r_{\max}$ , км	$\Delta D$ , км
Значение	$\leq 1$	$\leq 1$	25	60	151,4	100,8	4,6	19,2	1250	2560	1620

Однако влияние различных факторов на работу РСА не позволяют осуществлять одновременную съемку местности в пределах всей полосы обзора. К таким факторам относятся [4]:

- ошибки ориентации КА, вызывающие смещение доплеровского спектра;
- атмосферные нестабильности и временная изменчивость объектов наблюдения, предъявляющие высокие требования к энергетическому потенциалу РСА, точности фокусирования синтезированной апертуры, радиоприемному тракту и устройствам обработки сигналов;
- высокая орбитальная скорость КА, приводящая к существенной неопределенности зондирующего сигнала по азимуту и (или) дальности (эффект миграции).

Вследствие этого радиолокационная съемка в пределах всей полосы обзора производится в трех основных режимах работы:

- телескопический (высокого разрешения  $\delta D = \delta l = 0,5 \div 1$  м);
- полосовой (среднего разрешения  $\delta D = \delta l \approx 3$  м);
- широкозахватный или картографирования (низкого разрешения  $\delta D = \delta l = 6$  м и более).

Основными характеристиками этих режимов, с точки зрения обзора земной поверхности, являются размеры полосы одновременного обзора по дальности  $\Delta d$  и азимуту  $\Delta l$ .

При определении  $\Delta d$  учитывают то, что функция неопределенности сигнала импульсной РСА с периодом повторения импульсов  $T_p$  характеризуется неоднозначностью по дальности. Это связано с возможностью приема в одном строке сигналов от предыдущих периодов зондирования. Зная интервал неоднозначности, который может быть найден через рекуррентную дальность [4], численно равную  $r_r = cT_p/2$ , можно определить размер  $\Delta d$  как

$$\Delta d = r_r / \cos \varphi.$$

Если считать, что параметры излучения РСА априорно неизвестны, то при условии бокового обзора значение  $\Delta d$  может быть вычислено через разрешающую способность по формуле [5]:

$$\Delta d = \frac{c \delta D}{4V k_d \cos \varphi \sin \varphi}, \quad (10)$$

где  $k_d = 1,2 \div 1,4$  – коэффициент запаса, определяемый допустимым уровнем сигналов неоднозначности по дальности, который рассчитывается с учетом формы диаграммы направленности антенны и пределов изменения углов наблюдения (наклонной дальности).

При расчете  $\Delta l$  необходимо учитывать величину фазовой ошибки  $\Delta \psi$ , возникающей на краях апертуры вследствие доплеровского сдвига частоты траекторного сигнала. Если считать, что при боковом обзоре ( $\Theta_r = \pi/2$ ) допустимо  $\Delta \psi = \pi/4$ , то ширина полосы обработки по азимуту, а соответственно и размер  $\Delta l$  могут быть рассчитаны по формуле [3]:

$$\Delta l = 2 R_r \sqrt{\frac{\delta l}{VT_s}}. \quad (11)$$

Результаты расчетов по формулам (10), (11) приведены на рис. 4.

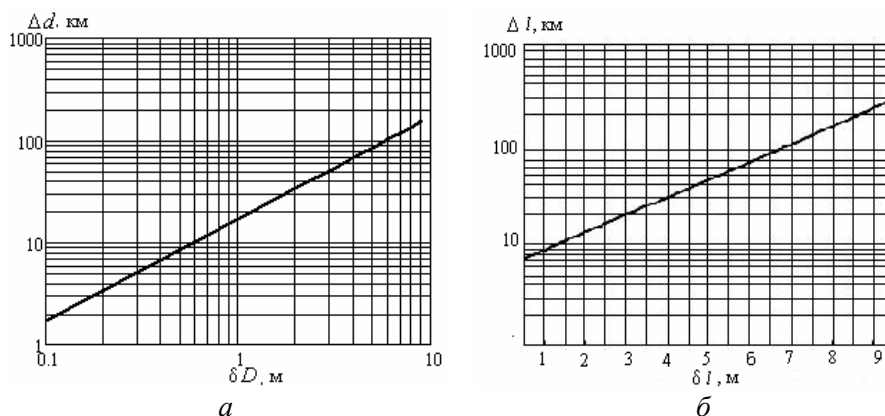


Рис. 4. Зависимости размера полосы одновременного обзора по дальности от разрешающей способности по дальности (а) и размера полосы одновременного обзора по азимуту от разрешающей способности по азимуту (б)

В случае формирования радиолокационного изображения в виде кадра использование зависимостей, приведенных на рис. 4, позволяет произвести оценку его размеров в формате  $\Delta d \times \Delta l$ . Так, при функционировании РСА спутника FIA Radar-1 в телескопическом режиме с  $\delta D = \delta l = 1$  м, размер кадра не должен превышать  $18 \times 9$  км, в режиме полосового обзора ( $\delta D = \delta l = 3$  м) –  $50 \times 20$  км, а в широкозахватном режиме ( $\delta D = \delta l = 6$  м) –  $100 \times 65$  км.

Здесь необходимо учитывать, что реальный размер антенных устройств многих космических РСА не всегда позволяет производить радиолокационную съемку в пределах всей полосы обзора. Поэтому для расширения возможностей обзора во многих космических РСА реализованы построчный, покадровый или комбинированный способы обзора. В связи с этим можно предположить, что спутник FIA Radar-1 в режиме полосового обзора способен производить съемку земной поверхности построчно, а в широкозахватном режиме – комбинированным способом. При этом протяженность радиолокационной съемки по азимуту определяется объемом памяти вычислительных устройств и скоростью передачи информации на спутник ретранслятор или непосредственно на наземный пункт обработки.

### Заключение

В ходе проведенного исследования получены оценки, характеризующие возможности спутника FIA Radar-1 по обзору подстилающей поверхности на основании данных о параметрах его орбиты. Предельные границы зоны обзора РСА могут быть рассчитаны на основании требований, предъявляемых к разрешающей способности. Для получения радиолокационных снимков с высоким разрешением, съемка земной поверхности осуществляется кадрами. При этом размер кадра  $\Delta d \times \Delta l$  не должен превышать  $18 \times 9$  км. Для ведения радиолокационной съемки земной поверхности в режимах с более низким разрешением применяется строчный и комбинированный обзор.

Полученные в ходе проведения исследования результаты могут быть использованы для разработки методик по оценке возможностей космических РСА военного и двойного назначения при организации радиотехнического контроля в целях своевременного оповещения о несанкционированном доступе к геоинформационному ресурсу государства.

# EVALUATION OF OPPORTUNITIES OF SPACE RADAR SYSTEMS FOR REMOTE SENSING OF THE EARTH ON THE EXAMPLE OF THE FIA RADAR-1 SATELLITE

V.I. GRINKEVICH, V.E. LAZARENKO

## Abstract

One approach to evaluation of opportunities of space based synthetic aperture radar for remote sensing of the earth's surface on the basis of known parameters of orbits of their platforms is described.

## Список литературы

1. Итоги запусков спутников съемки земли. [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://www.scanex.ru.shtms>.
2. Первый «Анти-Lacrosse». [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://www.novosti-kosmonavtiki.ru/content/nombers/334/01.htm>.
3. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования. М., 2005.
4. Неронский Л.Б., Михайлов В.Ф., Брагин И.В. Микроволновая аппаратура дистанционного зондирования поверхности Земли и атмосферы. Радиолокаторы с синтезированной апертурой антенны. СПб., 1999.
5. AGARD-LS-182. Fundamentals and Special Problems of Synthetic Aperture Radar. North Atlantic Treaty Organization. Published. Canada. 1992.

УДК 004.942, 615.847.8

## МОДЕЛИРОВАНИЕ МАГНИТОТЕРАПЕВТИЧЕСКОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ НА ТКАНИ МОЗГА ЧЕЛОВЕКА

М.В. ДАВЫДОВ<sup>1</sup>, А.Н. ОСИПОВ<sup>1</sup>, О.В. КИСТЕНЬ<sup>2</sup>, В.В. ЕВСТИГНЕЕВ<sup>2</sup>, Н.С. ДАВЫДОВА<sup>1</sup>,  
М.М. МЕЖЕННАЯ<sup>1</sup>, Д.Ф. КУЗНЕЦОВ<sup>1</sup>

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

<sup>2</sup>Белорусская медицинская академия последипломного образования  
П. Бровки, 3, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 8 декабря 2011

Рассмотрено моделирование магнитотерапевтического воздействия на мозг человека и приводится описание негомогенной многослойной модели головы человека и моделей двух наиболее распространенных магнитотерапевтических индукторов. Приведены данные о распределении магнитного поля и путях распространения индуцированного тока в тканях мозга в зависимости от формы индуктора.

*Ключевые слова:* транскраниальная магнитотерапия, моделирование методом конечных элементов.

### Введение

В последние десятилетия в Республике Беларусь и за рубежом интенсивно развивается перспективная область медицины – электромагнитотерапия, основанная на использовании биологического и лечебного действия электромагнитных полей (ЭМП). Многочисленные лабораторные и клинические опыты показали высокий лечебный эффект ЭМП, они активно влияют на обмен веществ, оказывают противовоспалительное, обезболивающее, спазмолитическое действие и оказывают многогранные ответные реакции организма [1–3].

Одним из перспективных направлений развития электромагнитотерапии является транскраниальная магнитостимуляция (ТМС). Данный метод стимуляции является неинвазивным и безболезненным и предоставляет уникальную возможность стимуляции как центральной, так и периферической нервных систем [4–6]. Однако применяемые параметры импульсного магнитного поля для транскраниального воздействия, должны соответствовать двум важным требованиям:

- в эффективных энергетических (терапевтических) дозах проникать через структуры черепа к стимулируемым участкам мозга, его образованиям или через рецепторный аппарат головы и лица, оказывать нормализующее влияние на функциональное состояние центральной нервной системы (ЦНС);

- не обладать повреждающим действием на все стимулируемые структуры (мягкие ткани головы, кости черепа, сосуды, мозговое вещество и его оболочки и др.) как в момент проведения процедуры, так и в отдаленные сроки [7–8].

Вследствие того, что мозг человека представляет крайне сложную систему, для контроля соблюдения указанных требований и разработки эффективных технических средств с использованием ТМС, необходимо решить следующие задачи:

- изучить характер распределения и распространения переменного во времени ЭМП в нелинейных неоднородных структурах;

- исследовать влияния импульсного электромагнитного поля на биофизическое и психологическое состояние человека;
- установить стационарные и нестационарные процессы, происходящие в стимулируемых тканях;
- разработать технические и технологические аспекты ТМС: форму и расположение стимулирующего контура с учетом стимулируемых структур мозга [3, 8, 9].

В данной работе предложен метод моделирования магнитотерапевтического воздействия на мозг человека при проведении транскраниальной магнитостимуляции, построена и описана многослойная модель головы человека, а также модели индукторов, применяемых при ТМС. На основании проведенных вычислений выполнен теоретический анализ плотности индуцированных токов и их локализации в различных тканях мозга в зависимости от типа применяемого индуктора.

### Теоретическое обоснование работы

Моделирование проводилось в интерактивной среде моделирования методом конечных элементов COMSOL Multiphysics. Построена следующая модель: плоский соленоид располагается в воздухе над многослойным объектом, который имеет размеры и электрические параметры, соответствующие голове человека (рис. 1).

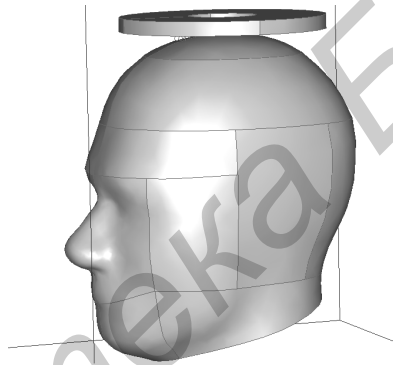


Рис. 1. Общий вид модели стимуляции тканей мозга

Конструкция индуктора представляет собой цилиндрическую катушку, как правило, многослойную, имеющую длину, существенно меньшую по сравнению с диаметром. В индукторе задается суммарный электрический ток  $J_{ext}$  с определенной циклической частотой  $\omega$ . Распределение магнитного поля рассчитывается исходя из уравнений Максвелла [9]:

$$\text{rot}H = \frac{\partial D}{\partial t} + j,$$

$$\text{rot}E = -\frac{\partial B}{\partial t},$$

где  $H$  – напряженность магнитного поля (В/м),  $D$  – электрическая индукция (Кл/м<sup>2</sup>),  $E$  – напряженность электрического поля (В/м),  $B$  – индукция магнитного поля (Вб/м<sup>2</sup>),  $j$  – плотность электрического тока (А/м<sup>2</sup>).

В модели нет внешних источников магнитного или электрического поля, ферромагнитных или сегнетоэлектрических материалов, поэтому для связи векторов  $J$ ,  $H$ ,  $D$ ,  $E$  и  $B$  применяются следующие материальные уравнения:

$$D = \varepsilon_0 \varepsilon_i E,$$

$$B = \mu_0 \mu_i H,$$

$$j = \sigma_i E,$$

где  $\epsilon_i$  – диэлектрическая проницаемость среды,  $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/м}$  – электрическая постоянная.

Для расчета модели в среде COMSOL Multiphysics используются следующие уравнения:

$$-\nabla \cdot ((j\omega\sigma - \omega^2\epsilon_0\epsilon_i)A + (\sigma + j\omega\epsilon_0\epsilon_i)\nabla V - J_{\text{ext}}) = 0,$$

$$(j\omega\sigma - \omega^2\epsilon_0\epsilon_i)A + \nabla \times (\mu_0^{-1}\mu_i^{-1}\nabla \times A) + (\sigma + j\omega\epsilon_0\epsilon_i)\nabla V = J_{\text{ext}},$$

где  $A$  – потенциал вектора напряженности магнитного поля (Вб/м),  $\omega$  – циклическая частота тока в индукторе,  $V$  – скалярный электрический потенциал (В).

### Описание объекта моделирования

Модель включает следующие области, обладающие электропроводностью ( $\sigma$ ) и относительной магнитной проницаемостью ( $\mu$ ): воздух ( $\sigma = 0,0006 \text{ S/m}$ ,  $\mu = 1 \text{ Гн/м}$ ), индуктор ( $\sigma = 10^6 \text{ S/m}$ ,  $\mu = 1 \text{ Гн/м}$ ), кожа ( $\sigma = 0,05 \text{ S/m}$ ,  $\mu = 1 \text{ Гн/м}$ ), кости черепа ( $\sigma = 0,006 \text{ S/m}$ ,  $\mu = 1 \text{ Гн/м}$ ), спинномозговая жидкость ( $\sigma = 1,43 \text{ S/m}$ ,  $\mu = 1 \text{ Гн/м}$ ), серое вещество ( $\sigma = 0,45 \text{ S/m}$ ,  $\mu = 1 \text{ Гн/м}$ ) и белое вещество ( $\sigma = 0,167 \text{ S/m}$ ,  $\mu = 1 \text{ Гн/м}$ ) [10–12].

В данной работе рассматривались два типа индукторов, использующихся при проведении процедур магнитостимуляции: кольцевые индукторы различного размера и индукторы типа «восьмерка». Данные индукторы позволяют формировать магнитное поле различной интенсивности, глубины и площади воздействия в зависимости от цели исследования или лечения (рис. 2).



Рис. 2. Магнитные индукторы: *a* – «кольцевой большой»; *b* – «кольцевой малый»; *v* – индуктор типа «восьмерка»

В современных магнитотерапевтических аппаратах, используемых для магнитостимуляции мозга, индукция магнитного поля достигает значений 2 Тл, максимальная сила тока составляет 3–4 кА (суммарный ток увеличивается пропорционально количеству витков). При моделировании частота тока в индукторах задавалась равной 4 кГц исходя из длительности импульсов, подаваемых на индуктор аппаратом магнитостимуляции (250 мкс). В таблице представлены геометрические размеры индукторов и параметры токов используемых при моделировании.

### Характеристики индукторов для ТМС

Тип индуктора	Диаметр, см	Ширина кольца, см	Суммарная сила тока $I_{\text{ext}}$ , кА	Частота тока $I_{\text{ext}}$ , кГц
«Кольцевой малый»	10	4	50	4
«Кольцевой большой»	15	5	80	4
«Восьмерка»	длина – 20 см	3,5	50	4

В среде COMSOL Multiphysics были рассчитаны следующие параметры электрических и магнитных полей, а также индукционных токов: индукция магнитного поля, плотность и направление индуцированного тока, что позволяет оценить глубину проникновения и площадь воздействия МП для различных типов индукторов.

### Результаты и их обсуждение

Большой кольцевой индуктор создает магнитное поле с наибольшей индуктивностью (порядка 2,2 Тл). Данный индуктор обладает наибольшей площадью воздействия. При фиксированном уровне магнитной индукции  $B = 0,5$  Тл, площадь воздействия на церебральную жидкость, серое вещество и белое вещество мозга составляет соответственно  $25 \text{ см}^2$ ,  $20 \text{ см}^2$ ,  $18 \text{ см}^2$ . При использовании малого кольцевого индуктора создается магнитное поле с индукцией 2 Тл. Однако площадь и глубина воздействия на ткани пациента значительно меньше по сравнению с большим кольцевым индуктором.

Изменение во времени магнитного поля в стимулируемых тканях вызывает образование индукционных токов. При использовании кольцевых индукторов линии магнитной индукции выходят перпендикулярно плоскости индуктора, в результате чего образуются вихревые токи, которые замыкаются в тканях непосредственно под индуктором. Исходя из того, что именно индукционный ток оказывает возбуждающее действие на стимулируемые ткани мозга, зона возбуждения имеет торообразный вид (рис. 3,а,б) [1, 4]. По результатам моделирования, большой кольцевой индуктор имеет наибольшую зону стимуляции. Данная зона находится под контуром индуктора, внешний диаметр зоны составляет 9,5 см, внутренний порядка 1 см. Характерной особенностью кольцевых индукторов является отсутствие стимулирующего эффекта под их геометрическим центром, эта область расширяется по мере удаления от индуктора (рис. 4,а,б). Эффективная глубина стимуляции при использовании большого кольцевого индуктора составляет 7,5–8 см.

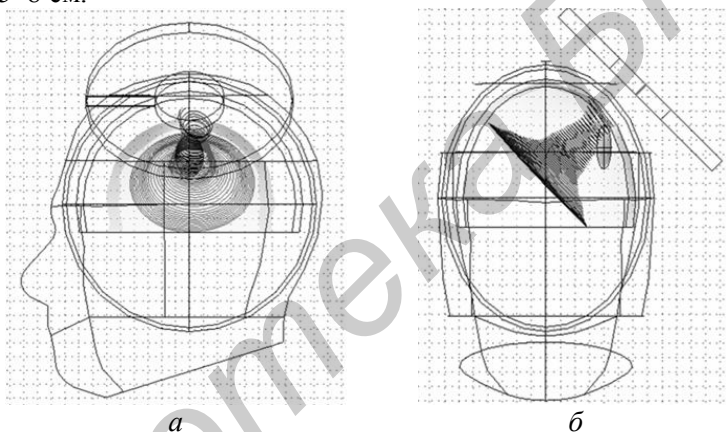


Рис. 3. Направление и плотность индукционного тока при использовании большого кольцевого индуктора: *а* – вид сбоку, *б* – вид сверху

Малый кольцевой индуктор имеет меньшую зону стимуляции: внешний диаметр зоны составляет 6 см, внутренний порядка 1 см. Эффективная глубина стимуляции при использовании малого кольцевого индуктора: 2,5–3 см. Максимальная плотность стимулирующих индукционных токов в сером и белом веществе достигает  $20 \text{ А/м}^2$  и  $5 \text{ А/м}^2$  соответственно при использовании большого кольцевого индуктора и  $9 \text{ А/м}^2$  и  $2,5 \text{ А/м}^2$  соответственно при использовании малого кольцевого индуктора.

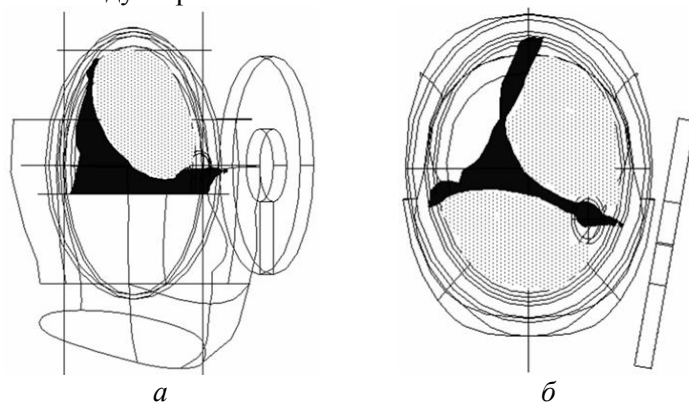


Рис. 4. Глубина стимулирующего воздействия индукционного тока при использовании большого кольцевого индуктора: *а* – вид спереди, *б* – вид сверху



Индуктор типа «восьмерка» создает магнитное поле с наименьшей индукцией (максимальное значение 1,3 Тл). Из-за того, что токи в первом и втором кольце индуктора направлены встречно, линии магнитной индукции замыкаются в стимулируемых тканях.

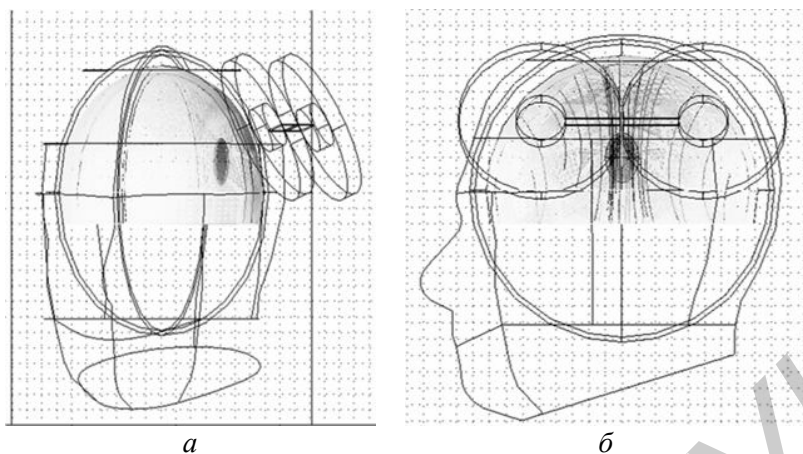


Рис. 5. Направление и плотность индукционного тока при использовании индуктора типа «восьмерка»: *а* – вид спереди, *б* – вид сбоку

Индукционный ток при этом имеет направление, перпендикулярное длинной оси «восьмерки». Максимум тока наблюдается в тканях под местом соединения двух контуров индуктора. Зона стимуляции индуктора типа «восьмерка» имеет компактные размеры (7,6×6,3 см). Эффективная глубина стимуляции составляет: 3–3,5 см. Максимальная плотность стимулирующих индукционных токов гораздо выше по сравнению с кольцевыми индукторами и достигает 33 А/м<sup>2</sup> и 9,5 А/м<sup>2</sup> в сером и белом веществе соответственно.

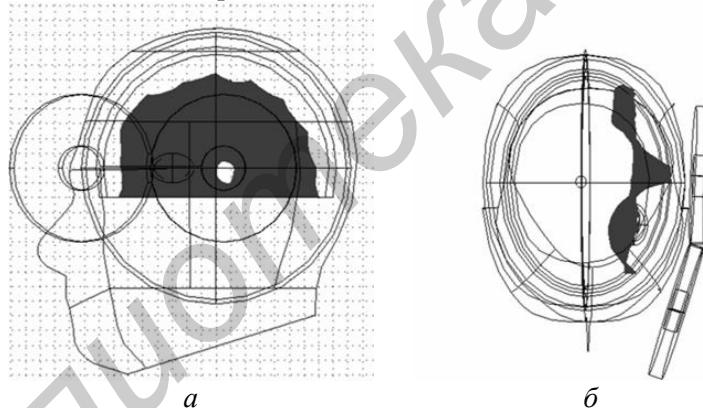


Рис. 6. Глубина стимулирующего воздействия индукционного тока при использовании индуктора типа «восьмерка»; *а* – вид сбоку, *б* – вид сверху

Разработанные модели могут найти применение в клинической медицине для определения локализации стимулирующего индуктора (расположение и высота относительно головы пациента), и для задания параметров тока, поступающего в индуктор. Совмещение расчетных модельных значений индукции магнитного поля и плотности индуцированного тока в тканях с данными магниторезонансной томографии позволяет проводить стимуляцию заданных структур мозга.

### Заключение

В результате моделирования установлено, что при проведении ТМС использование различных типов индукторов позволяет изменять площадь стимуляции тканей мозга. Наибольшей площадью и глубиной воздействия обладает большой кольцевой индуктор (максимальное значение индукции магнитного поля и плотности индуцированного тока в сером веществе мозга 0,8 Тл, и 84 А/м<sup>2</sup>). При выборе положения данного индуктора необходимо учитывать, что зона стимуляции имеет торообразный вид, внешний диаметр данной зоны порядка 9,5 см, внутрен-

ний – 1 см. Эффективная глубина стимуляции при использовании большого кольцевого индуктора составляет 7,5–8 см. Малый кольцевой индуктор имеет меньшую зону стимуляции: внешний диаметр зоны составляет 6 см, внутренний порядка 1 см. Эффективная глубина стимуляции при использовании малого кольцевого индуктора: 2,5–3 см.

При моделировании работы индуктора типа «Восьмерка» создается магнитное поле с наименьшей интенсивностью, однако наблюдается наилучшая локализация стимулирующего индуцированного тока: размеры зоны стимуляции 7,6×6,3 см, эффективная глубина стимуляции составляет 3–3,5 см (максимальное значение индукции магнитного поля и плотности индуцированного тока в сером веществе мозга 0,2 Тл, и 40 А/м<sup>2</sup>).

Совмещение данных МРТ и моделирования позволяет осуществлять правильный выбор местоположения индуктора с учетом распределения стимулирующего воздействия в мозге человека, что позволяет производить управляемую стимуляцию заданных структур мозга, рассчитывать и контролировать параметры магнито-стимуляционного воздействия.

Возможности моделирования могут быть использованы для нахождения оптимальных форм индукторов с заданными параметрами распределения магнитного поля.

## MODELING OF TRANSCRANIAL MAGNETOTHERAPY EXPOSURE ON BRAIN TISSUES

M.V. DAVYDOV, A.N. OSIPOV, V.V. KISTSEN, V.V. EVSTIGNEEV,  
N.S. DAVYDOVA, M.M. MEZHENNAIA, D.F. KUZNETSOV

### Abstract

A method for modeling magnetotherapeutic impact produced by two common configurations of transcranial magnetic stimulating coils is simulated in a multilayer adult human head model. The contributions of coil shape on the propagation of the induced in tracraniel currents is modeled in the stimulated brain tissue.

### Список литературы

1. Кистень О.В. // Медицина. 2004. № 4(47). С. 30–32.
2. Беркутов А.М. Системы комплексной электромагнитотерапии. М., 2000.
3. Kisten O.V., Evstigneev V.V. // European Journal of Neurology. 2004. Vol. 11. P. 149.
4. Кистень О.В., Давыдов М.В., Евстигнеев В.В. // ArsMedica, 2010. №12(32). С. 79–85.
5. Кистень О.В., Евстигнеев В.В., Давыдов М.В. // Нейронаука для медицины и психологии: материалы шестого междисциплинарного конгресса. 2010. С. 160–161.
6. Kistsen V., Evstigneev V. // Epilepsia. 2011. Vol. 52, №6. P. 161.
7. Фадеев Л.Д. Математическая физика. Энциклопедия. М., 1998.
8. Krasteva V.T., Papazov S.P., Daskalov I.K. // BioMed Eng Online. 2002. Vol. 1.
9. Cohen D., Cuffin B.N. // J Clin Neurophysiol. 1991. Vol. 8(1). P. 102–111.
10. Давыдов М.В., Евстигнеев В.В., Осипов А.Н. и др. // Сборник научных статей VI Международной научно-технич. конф. Медэлектроника-2010. С. 124–130.
11. Salinas F.S., Lancaster J.L., Fox P.T. // Phys. Med. Biol. 2009. №54. P. 3631–3647.
12. Wolters C.H. Anwander A., Tricoche X. et al. // NeuroImage. 2006. Vol. 30, №3. P. 813–826.

УДК 621.391

## СХЕМЫ НЕРАВНОМЕРНОГО КОДИРОВАНИЯ ИНФОРМАЦИИ ДВУМЕРНЫМИ КОДАМИ

САЛАС ВАЛОР НЕСТОР АЛФРЕДО, В.К. КОНОПЕЛЬКО, А.И. КОРОЛЕВ

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

Поступила в редакцию 29 марта 2012

Проведен анализ схем неравномерного кодирования данных, основанных на организации информации в двумерной таблице с кодированием данных по строкам одним кодом и столбцам разными кодами. Данные способы позволяют эффективно выбирать параметры кодов и уменьшать избыточность кодовой информации по сравнению с существующим методом неравномерного совместного кодирования информации.

*Ключевые слова:* двумерный код, кодовое расстояние, кратность ошибок.

### Введение

В настоящее время одним из способов избежать так называемой «проблемы селектора ошибок», возникающей при коррекции многократных ошибок с помощью одномерных кодов, является организация (формирование) информационных таблиц и их кодирование двумерным кодом, при котором информация кодируется по строкам одним кодом ( $C_1$ ), а по столбцам другим кодом ( $C_2$ ). При этом корректирующие свойства кодов могут быть как равными, так и разными, т.е.  $d_1 \neq d_2$ , а общее кодовое расстояние определяется произведением кодовых расстояний исходных кодов, т.е.  $d_{\Sigma} = d_1 \cdot d_2$ . Установлено, что по сравнению с известным одномерным методом кодирования информации кодовые расстояния исходных кодов меньше, чем кода, используемого при одномерном кодировании, а общее кодовое расстояние  $d_{\Sigma}$  может быть как равным, так и больше, чем кодовое расстояние одномерного кода [1, 2].

Идея двумерного кодирования информации может быть использована для организации неравной защиты данных от ошибок: информационные символы, имеющие более высокий уровень значимости при приеме, имеют более высокую степень защиты от ошибок.

### Анализ способа неравномерного совместного кодирования информации

В [2] был предложен метод неравномерного кодирования данных, названный «неравномерным совместным кодированием». Суть данного метода заключается в том, что информация, представленная в виде таблицы, кодируется двумя кодами –  $C_1$  и  $C_2$ , где код  $C_1$  кодирует всю информацию по строкам, а код  $C_2$  кодирует информацию по некоторой части столбцов таблицы. Таким образом, формируется схема кодирования, состоящая из трех зон с неравной защитой информационных символов (рис. 1).

Более значимые информационные символы (зона 1) кодируются двумя кодами  $C_1$  и  $C_2$ , а менее значимые (зоны 2 и 3) кодируются либо кодом  $C_1$  (зона 2), либо кодом  $C_2$  (зона 3).

Для вышеописанного метода неравномерного совместного кодирования информации определен способ декодирования, основанный на использовании образов ошибок [3, 4]. Однако, данный метод кодирования требует применения кодов с высокой избыточностью, что дела-

ет его мало приемлемым для практического использования в системах передачи информации. Этот факт может быть проиллюстрирован следующим примером.

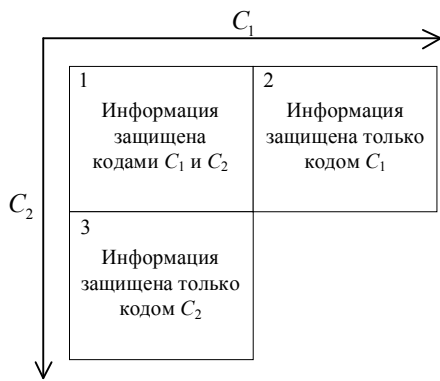


Рис. 1. Защита информации при неравномерном совместном кодировании

Из рис. 1 видно, что единственной зоной, защищенной кодами произведения (итеративным кодом) является первая зона, а вторая и третья зоны только кодируются кодами по строкам и столбцам соответственно. Таким образом, процесс идентификации и коррекции ошибок в зонах 2 и 3 существенно усложняется. Покажем это. Пусть необходимо сформировать схему неравномерного кодирования информационных символов, обеспечивающую коррекцию ошибок по зонам: 5 ошибок в зоне 1, 3 ошибки в зоне 2 и 2 ошибки в зоне 3. Данное условие кодирования и коррекции ошибок запишем в виде  $t_{\{1;2;3\}} = \{5; 3; 2\}$ . В зоне 2 необходимо исправить 3 ошибки, т.е. минимальное кодовое расстояние кода  $C_1$  должно удовлетворять условию  $d_1 \geq 2 \cdot t_{\text{исп}2} + 1 \geq 7$ , и аналогичным образом можно вычислить минимальное кодовое расстояние кода  $C_2$ :  $d_2 \geq 2 \cdot t_{\text{исп}3} + 1 \geq 5$ . По данным кодовых расстояний кодов  $C_1$  и  $C_2$  следует, что суммарное кодовое расстояние кода произведения в зоне 1  $d_{\Sigma} = d_1 \cdot d_2 = 35$ , т.е. в 3 раза больше, чем необходимо для исправления  $t_1 = 5$  ошибок в данной зоне.

Однако главным недостатком способа неравномерного совместного кодирования информации является сложность выбора совместных кодов ( $C_1$  и  $C_2$ ), удовлетворяющих условиям «оптимизации», т.е. выбора минимального кодового расстояния этих кодов так, чтобы общая избыточность кодека была наименьшей. Этот факт доказывается следующим примером. Пусть необходимо построить схему кодирования, обеспечивающую корректирующую способность  $t_1 = 3$  более значимых ошибочных информационных символов, и  $t_2 = 2$ ;  $t_3 = 1$  менее значимых ошибочных информационных символов соответствующих зон кодирования. Таким образом, задача заключается в выборе параметров кодов  $C_1$  и  $C_2$ , обеспечивающих коррекцию ошибок в каждой из зон 1, 2 и 3. Для этого определяем кодовое расстояние  $d_1$  по требуемой кратности  $t_2 = 2$  исправления ошибок в зоне 2:  $d_1 = 2 \cdot t_2 + 1 = 5$ .

Кодовое расстояние кода  $C_2$  может выбираться, исходя из кратности исправления ошибок кодом произведения в зоне 1. Так как  $d_1$  уже определено в предыдущем этапе, осталось вычислить кодовое расстояние  $d_2$  исходя из достаточного суммарного кодового расстояния

$$d_{\Sigma} : d_2 = \left\lceil \frac{d_{\Sigma}}{d_1} \right\rceil = \left\lceil \frac{2 \cdot t_1 + 1}{5} \right\rceil = \left\lceil \frac{7}{5} \right\rceil = 2, \lceil \cdot \rceil - \text{округление в большую сторону. Таким образом, дан-}$$

ное кодовое расстояние в зоне 1  $d_{\Sigma} = 5 \cdot 2 = 10$ , что позволяет исправить 4 ошибки. Это превосходит нужную корректирующую способность кодов, что приводит к увеличению избыточности информации этой зоны. Очевидно, что поскольку для зоны 3 число корректируемых ошибок должно равняться  $t_3 = 1$  и эта зона защищена только кодом  $C_2$  с кодовым расстоянием  $d_1 = 2$ , то данный код не позволяет исправить эту одиночную ошибку. Единственный выход заключается в увеличении кодового расстояния кода  $C_2$  до  $d_2 = 3$ , что увеличивает суммарное кодовое расстояние в зоне 1 ( $d_{\Sigma 1} = d_1 \cdot d_2 = 5 \cdot 3 = 15$ ), а это еще больше увеличивает избыточность схемы кодирования. Эти факторы приводят к затруднению выбора параметров кодов, способов кодирования и алгоритмов декодирования информации, а также не позволяют проводить их оптимизацию.

В табл. 1 приведены параметры кодов  $C_1$  и  $C_2$  при различных значениях кратности ошибок в трех зонах защиты данных.

Из табл. 1 видно, что параметры кодов  $C_1$  и  $C_2$ , обеспечивающие коррекцию ошибок заданной кратности по зонам имеют высокую избыточность информации (большое минимальное кодовое расстояние), вытекающую из необходимости коррекции многократных ошибок в зоне 1 таблицы кодирования.

Таблица 1. Параметры кодов  $C_1$  и  $C_2$  при разных значениях кратности ошибок в зонах таблицы кодирования

Кратность ошибок по зонам $t_{\{1,2,3\}}$			Кодовое расстояние кодов $C_1$ и $C_2$		Расчетная кратность корректируемых ошибок по зонам		
$t_1$	$t_2$	$t_3$	$d_1$	$d_2$	$t'_1$	$t'_2$	$t'_3$
3	2	1	5	3	7	2	1
4	3	1	7	3	10	3	1
4	3	2	7	5	17	3	2
5	3	1	7	3	10	3	1
5	3	2	7	5	17	3	2

В [4] для декодирования неравномерных двумерных кодов было предложено использовать библиотеку образов ошибок для определения (идентификации) видов ошибок в сжатой форме. На основании данной библиотеки определяются идентификационные параметры каждого образа ошибок и правила их декодирования. При формировании библиотеки образов ошибок рассматриваются все возможные размещения общего количества ошибок во всех трех зонах, что приводит к значительному увеличению числа образов ошибок. Например, при кратности ошибок  $t = 4$  возможно их расположение в одной зоне (формируются три образа): по четыре ошибки в каждой зоне. Так как зоны 2 и 3 по определению неравномерного кодирования должны иметь меньшую корректирующую способность, чем зона 1, то второй и третий пункты вышеописанного размещения ошибок не могут быть скорректированы неравномерным совместным кодом и, следовательно, не должны рассматриваться при построении библиотек образов ошибок.

Кроме того, способ неравномерного совместного кодирования не позволяет расширять число зон защиты информации, так что количество зон постоянно и равно 3-м, что делает его трудно выполнимым на практике.

### Независимое неравномерное двумерное кодирование информации

Независимое неравномерное двумерное кодирование состоит в разбиении таблицы кодирования данных на несколько частей по значимости данных и в последующем в кодировании информации каждой части разными кодами: как по столбцам, так и по строкам. Таким образом, таблица кодирования информации разделяется на несколько зон, например на три зоны. Далее эти зоны кодируются по строкам одинаковыми кодами  $C_1^i$ , с кодовыми расстояниями  $d_1^1 = d_1^2 = d_1^3$ , а по столбам кодами с разными  $d_2$  ( $d_2^1 \neq d_2^2 \neq d_2^3$ ). На рис. 2 представлена схема независимого неравномерного двумерного кодирования информации.

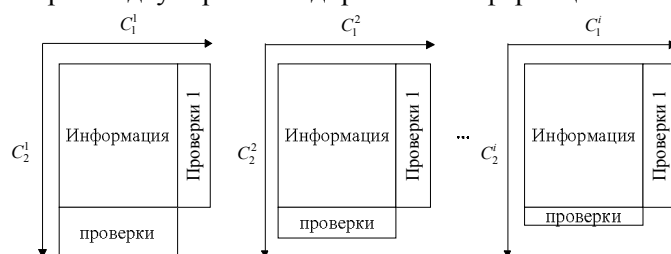


Рис. 2. Независимое двумерное неравномерное кодирование информации

Каждая зона таблицы разбиения информации определяется отдельным двумерным кодом, что позволяет эффективно определять параметры кодов, участвующих в каждой зоне защиты информации. Например, при кодировании информации с вышеприведенными параметрами  $t_{\{1,2,3\}} = \{3, 2, 1\}$  выбор параметров кодов может осуществляться следующим образом: пер-

воначально устанавливается (рассчитывается) кодовое расстояние кода  $C_1$ , который будет кодировать информацию по строкам во всех трех зонах таблицы кодирования. Из табл. 1 следует, что кодовое расстояние кода  $C_1$  целесообразно выбирать небольшим: например,  $d_1^1 = 2$ ; затем вычисляются кодовые расстояния кодов по столбцам с учетом суммарного кодового расстояния в каждой зоне. Тогда зона 1 с  $d_{1\Sigma} \geq 7$ , и  $d_1^1 = 2$ , кодовое расстояние кода  $C_2^1$   $d_2^1 \geq \lceil d_{1\Sigma}/d_1 \rceil \geq \lceil 7/2 \rceil = 4$ . Кодовые расстояния кодов  $C_2^2$  и  $C_2^3$  выбираются аналогичным образом. В общем случае, для выбора параметров кодов  $C_2^i$  можно воспользоваться выражением

$$d_2^i \geq \left\lceil \frac{d_{i\Sigma}}{d_1} \right\rceil \geq \left\lceil \frac{2t_i + 1}{d_1} \right\rceil, \quad (1)$$

где  $d_2^i$  – кодовое расстояние кода, кодирующего информацию по столбцам в  $i$ -ой зоне;  $d_{i\Sigma}$  – суммарное кодовое расстояние в  $i$ -ой зоне;  $t_i$  – кратность ошибок в  $i$ -ой зоне кодирования информации.

В табл. 2 приведены кодовые расстояния кодов  $C_1$  и  $C_2^i$  при независимом кодировании информации разной кратности ошибок в трех зонах. Из табл. 2 видно, что полученные корректирующие способности кодов  $C_1$  и  $C_2^i$  в каждой зоне по значениям суммарного кодового расстояния кодов, используемых в каждой зоне, обеспечивают коррекцию ошибок при значительно меньших значениях  $d_{\Sigma}$ , чем коды, приведенные в табл. 1 и требуют примерно на половину меньшей избыточности кодов.

Таблица 2. Кодовые расстояния кодов  $C_1$  и  $C_2$  и кратность ошибок  $t_i$  в зонах таблицы кодирования

№	Кратность ошибок по зонам $t_{\{1,2,3\}}$			Кодовые расстояния $d_1, d_2^1, d_2^2$ и $d_2^3$ кодов $C_1, C_2^1, C_2^2$ и $C_2^3$				Расчетная кратность коррекции ошибок по зонам $\{1;2;3\}$		
	$t_1$	$t_2$	$t_3$	$d_1$	$d_2^1$	$d_2^2$	$d_2^3$	$t'_1$	$t'_2$	$t'_3$
1	3	2	1	2	4	3	2	3	2	1
2	4	3	1	2	5	4	2	4	3	1
3	4	3	2	2	5	4	3	4	3	2
				3	3	3	2	4	4	2
4	5	3	1	2	6	4	2	5	3	1
5	5	3	2	2	6	4	3	5	3	2
				3	4	3	2	5	4	2

Вычисляем избыточность первого случая табл. 2 на конкретном примере. Пусть имеется таблица кодирования информации, состоящая, например, из трех зон с  $k_1^i = k_2^i = 11$ , информационными символами в каждой строке и каждом столбце по зонам соответственно.

1. В зоне 1 все строки кодируются кодом  $C_1$  с параметрами  $(n; k; d_0) = (12; 11; 2)$ , а столбцы кодом  $C_2^1$  с параметрами  $(n; k; d_0) = (16; 11; 4)$  согласно первой строке табл. 2.

2. Зона 2 состоит из 11 столбцов, все строки кодируются кодом  $C_1$  с параметрами  $(n; k; d_0) = (12; 11; 2)$ , а столбцы кодом  $C_2^2$  с параметрами  $(n; k; d_0) = (15; 11; 3)$ .

3. В зоне 3 находятся последние 11 столбцов таблицы кодирования, в этой зоне информация по строкам (11 строк) кодируется кодом  $C_1$  с параметрами  $(n; k; d_0) = (12; 11; 2)$ , а по столбцам кодом  $C_2^3$  с параметрами  $(n; k; d_0) = (12; 11; 2)$  согласно первой строке табл. 2.

Таким образом, общее число информационных символов схемы кодирования составляет  $k_{\Sigma} = k_1 + k_2 + k_3 = 3 \cdot 11 \cdot 11 = 363$  битов, а количество проверочных символов  $r_{\Sigma} = r_1 + r_2 + r_3 = 11 \cdot 3 + 5 \cdot 11 + 4 \cdot 11 = 132$ . Общее количество кодовых символов

лов  $n = k_{\Sigma} + r_{\Sigma} = 363 + 132 = 495$ , и избыточность схемы кодирования составляет  $l = (1 - R) \cdot 100 = \left(1 - \frac{k_{\Sigma}}{n_{\Sigma}}\right) \cdot 100 = 1 - \frac{363}{495} = 26,6\%$ .

Для второй строки третьего случая табл. 2 параметры кодов в каждой зоне будут:  $C_1 - (n; k; d_0) = (15; 11; 3)$ ,  $C_2^1 - (n; k; d_0) = (15; 11; 3)$ ,  $C_2^2 - (n; k; d_0) = (15; 11; 3)$ ,  $C_2^3 - (n; k; d_0) = (12; 11; 2)$ . Для данного случая избыточность равняется  $l = 1 - \frac{363}{572} = 36\%$ .

Таким образом, независимое неравномерное кодирование позволяет:

- расширить количество зон защиты информации в зависимости от потребности применения;
- при кодировании и декодировании информации каждой зоны могут быть применены известные алгоритмы нормального декодирования с использованием библиотек образов ошибок, что дает возможность уменьшить аппаратные и временные затраты на реализацию кодера [2, 3];
- уменьшить общее количество кодеров, особенно при увеличении числа зон защиты информации за счет использования одних и тех же кодов  $C_1$ , при кодировании по одной координате.

Однако, хотя используется один общий код для кодирования информации по одной координате, данная схема кодирования требует достаточно большой избыточности из-за необходимости отдельного кодирования каждой зоны этими кодами, что при использовании кодов с  $d_1 \geq 3$  значительно увеличивает числа проверочных символов.

### Неравномерное двумерное кодирование информации на основе одного кода для защиты всех зон

Данное неравномерное двумерное кодирование состоит в использовании одного кода, например  $C_1$ , для защиты всех зон по одной координате, и разных кодов  $C_2^i$  по второй координате. Таким образом, информация кодируется по строкам одним кодом, а кодирование по столбцам выполняется кодами с разной корректирующей способностью в зависимости от значимости информации каждой зоны ( $d_2^1 > d_2^2 > d_2^3$ ). На рис. 3 представлена схема предлагаемого неравномерного кодирования для трех зон значимости.

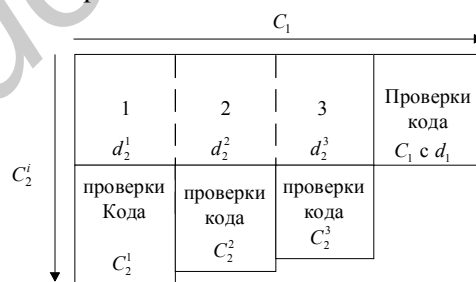


Рис. 3. Двумерное неравномерное кодирование с одним кодом для защиты всех зон

При данном способе неравномерного двумерного кодирования информации эффективный выбор кодов, удовлетворяющих требуемой достоверности информационных символов каждой зоны, достаточно прост, так как для каждой зоны защита данных зависит только от параметров кода произведения  $C_1 \cdot C_2^i$ . Рассмотрим следующий пример. Пусть необходимо сформировать таблицу неравномерного двумерного кодирования информации, состоящую из трех зон защиты, каждая с разным уровнем защиты информационных символов. Пусть кратность исправления ошибок в зонах  $\{1; 2; 3\}$  составляет соответственно  $t = \{5; 2; 1\}$  (рис. 4).

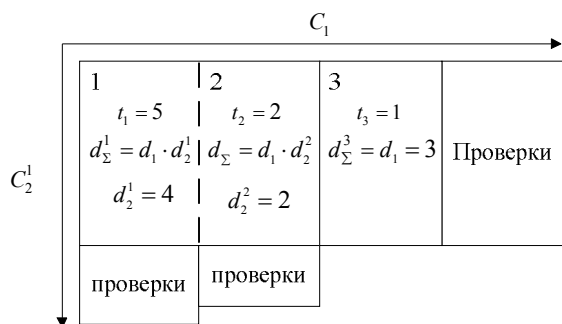


Рис. 4. Схема неравномерного кодирования с коррекцией ошибок в зонах  $\{t_1; t_2; t_3\} = \{5; 2; 1\}$

Из рис. 4 следует, что зона 3 может кодироваться только кодом  $C_1$  с кодовым расстоянием  $d_3 = 3$  при требуемом количестве ошибок  $t_3 = 1$ . Отсюда следует, что поскольку в зонах 1 и 2 требуемое число корректируемых ошибок  $t = \{5; 2\}$  соответственно, то кодовое расстояние кодов  $C_1^1$  и  $C_2^2$  должно быть  $d_2^1 \geq 4$  и  $d_2^2 \geq 2$  с учетом  $d_2^i$  и  $d_1^3 = 3$ .

В общем случае выбор параметров кодов при неравномерном двумерном кодировании информации с одним и тем же кодом  $C_1$  для

всех зон включает следующие этапы.

1. Выбор числа зон  $i, (i \geq 2)$  защиты информации в зависимости от требований к кодирующей таблице.
2. Определение требуемой кратности исправления ошибок в каждой зоне защиты информации по данным значимости информационных символов и статистике помех в канале связи.
3. Вычисление кодового расстояния  $d_1$  кода  $C_1$  по данным кратности ошибок в последней зоне защиты таблицы кодирования информации в соответствии с требуемой  $t_i$ .
4. Вычисление кодового расстояния кодов  $C_2^i$  с учетом  $d_1$  и кратности ошибок  $t_i$  в этих зонах таблицы кодирования.

В случае если в последней защищенной зоне  $t_i > 1$ , то можно кодировать информацию в этой зоне двумя кодами  $C_1^i$  и  $C_2^i$ , оптимизируя выбор кодового расстояния кода  $C_2^i$  от значения которого зависят  $d_2^i$  предыдущих зон. Например, при необходимости исправления двукратных ошибок ( $t_i = 2$ ) в последней зоне можно выбирать кодовое расстояние кодов  $C_1^i$  и  $C_2^i$ , равное  $d_1^i = 3$  и  $d_2^i = 2$  соответственно.

В табл. 3 представлены кодовые расстояния и кратность ошибок при корректируемых ошибках разной кратности в трех зонах защиты информации.

Таблица 3. Кодовые расстояния кодов  $C_1, C_2^1, C_2^2$  и  $C_2^3$  и кратность ошибок  $t_i$  в трех зонах таблицы кодирования информации

№	Кратность ошибок $t_{\{1,2,3\}}$ по зонам			Кодовые расстояния $d_1, d_2^1, d_2^2$ и $d_2^3$ кодов $C_1, C_2^1, C_2^2$ и $C_2^3$				Расчетная кратность корректируемых ошибок по зонам		
	$t_1$	$t_2$	$t_3$	$d_1$	$d_2^1$	$d_2^2$	$d_2^3$	$t'_1$	$t'_2$	$t'_3$
1	3	2	1	3	3	2	–	4	2	1
2	4	3	1	3	3	3	–	4	4	1
3	4	3	2	5	2	2	–	4	4	2
				3	3	3	2	4	4	2
4	5	3	1	3	4	3	–	5	4	1
5	5	3	2	5	3	2	–	7	4	2
				3	4	3	2	5	4	2

Из табл. 3 видно, что расчетная кратность корректируемых ошибок по зонам относительно данных кодовых расстояний кодов  $C_1, C_2^1$  и  $C_2^2$  достаточно близко совпадает с предположенными кратностями ошибок  $t_{\{1,2,3\}}$ . Однако в случае, когда кратность ошибок в зоне 3  $t_3 \geq 2$ , видно, что  $t'_1$  в некоторых случаях увеличивается, что приведет к увеличению избыточности в данной зоне. Устранение данной проблемы достигается при использовании еще одного кода  $C_2^3$  для кодирования по столбцам в зоне 3.



Схема неравномерного кодирования информации, использованная для формирования данных, представленных в табл. 3, состоит только из трех кодов, что уменьшает на единицу общее число кодов, участвующих в процессе кодирования и декодирования информации, и следовательно, позволяет уменьшить общую избыточность по сравнению с методом независимого неравномерного кодирования, представленного в табл. 2.

Далее, как и для примера, рассмотренного в предыдущем разделе, вычислим избыточность схемы кодирования для первой строки (первого случая) табл. 3. Таблица информации кодируется кодами  $C_2^1$  с параметрами  $(n; k; d_0) = (15; 11; 3)$ ,  $C_2^2$  с параметрами  $(n; k; d_0) = (12; 11; 2)$  по столбцам, и кодом  $C_1$  с параметрами  $(n; k; d_0) = (39; 33; 3)$  по строкам. Таким образом, общее число информационных символов схемы кодирования составляет  $k_{\Sigma} = 363$  битов, и количество проверочных символов  $r_{\Sigma} = 121$ . Общее количество кодовых символов  $n = 363 + 121 = 484$ , и избыточность схемы кодирования составляет  $l = 1 - \frac{363}{484} = 25\%$ .

Для второй строки третьего случая табл. 2 параметры кодов в каждой зоне будут:  $C_1 - (n; k; d_0) = (39; 33; 3)$ ,  $C_2^1 - (n; k; d_0) = (15; 11; 3)$ ,  $C_2^2 - (n; k; d_0) = (15; 11; 3)$ ,  $C_2^3 - (n; k; d_0) = (12; 11; 2)$ . Для данного случая избыточность равняется  $l = 1 - \frac{363}{529} = 31\%$ .

Таким образом, по сравнению с независимым неравномерным двумерным кодированием данный способ позволяет использовать коды с меньшим кодовым расстоянием и уменьшать избыточность передаваемой информации примерно на 1–5% из рассмотренных примеров.

### Выводы

Предложены две схемы неравномерного двумерного кодирования информации, основанные на разбиении таблицы кодирования на зоны и кодировании данных в них по строкам с одинаковыми кодами и по столбцам кодами с разной корректирующей способностью. Это позволяет выбирать произвольное число зон примерно в два раза меньшей избыточности по сравнению с известным методом неравномерного совместного кодирования информации.

## UNEQUAL ERROR PROTECTION CODING SCHEMES OF INFORMATION BY TWO-DIMENSIONAL CODES

NESTOR ALFREDO SALAS VALOR, V.K. KONOPELKO, A.E. KOROLEV

### Abstract

Unequal error corrections coding schemes based on the organization of information in two-dimensional table, with coding data in rows by one code and in columns by different codes are analyzed. These methods allow effectively choose code's parameters in order to reduce the redundancy of codes in comparison with existing method of unequal join coding of information.

### Список литературы

1. Justesen J., Forchhammer S. // Two-dimensional information theory and coding. Cambridge, 2010.
2. Фам Хак Хоан, Смолякова О.Г. // Докл. БГУИР. 2008. №1(31). С. 70–75.
3. Смолякова О.Г. // Докл. БГУИР. 2006. №5(51). С. 54–59.
4. Конопелько В.К., Аль-алем Ахмед Саид, Королев А.И. и др. // Тезисы междунар. научн.-техн. конф., Харьков 30 марта – 1 апреля 2009 года. 2009. С. 134.

УДК 621.385

## РАДИАЛЬНЫЙ КЛИНООРОТРОН

А.А. КУРАЕВ, А.К. СИНИЦЫН

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

Поступила в редакцию 10 октября 2011

Проведено моделирование генератора миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн – клиноорotronа с радиальным электронным пучком. В этом приборе плоский радиальный электронный пучок, формируемый в кольцевой электронной пушке, осаждается под малым углом на замедляющую систему, выполненную в виде радиальной гребенки на зеркале открытого резонатора. Этим достигается клинотронный эффект, благодаря которому все слои достаточно широкого электронного потока практически одинаково взаимодействуют с полем гребенки. Проведенные расчеты подтверждают высокую эффективность предложенной конструкции радиального клиноорotronа.

*Ключевые слова:* генератор СВЧ, орotron, клинотрон, моделирование.

### Введение

Теоретические и экспериментальные исследования генераторов дифракционного излучения (орotronов) указывают на большие потенциальные возможности, заложенные в этом классе приборов для продвижения в область субмиллиметрового диапазона длин волн [1, 2].

Однако, как показали многочисленные расчеты, одна из основных проблем в повышении КПД таких генераторов связана с необходимостью обеспечить достаточно высокие напряженности ВЧ-поля в области электронно-волнового взаимодействия, что затрудняется невозможностью в обычной конструкции полезно использовать все слои поперечного сечения достаточно мощного электронного пучка. Для решения этой проблемы предлагались различные пути решения: двухрядная конструкция гребенки [3], сдвоенные гребенки (орботрон) [4–6], многопучковые конструкции [7]. Одним из способов решения проблемы повышения мощности электронного пучка является коаксиальная конструкция [8, 9], а способ улучшения использования всех слоев поперечного сечения пучка – использование клинотронного эффекта [10]. В настоящей статье рассматривается радиальная конструкция клиноорotronа.

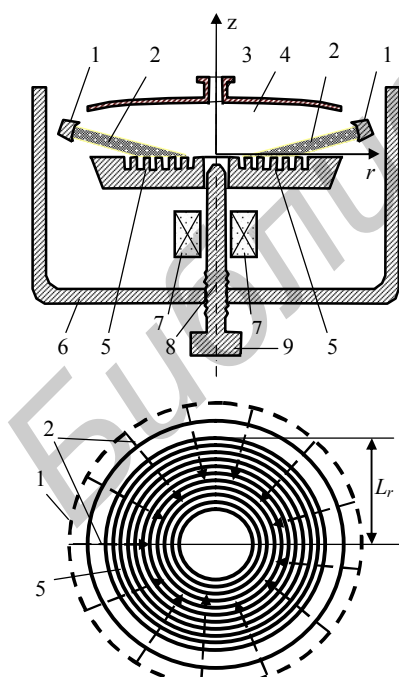


Рис. 1. Радиальный клиноорotron

### Устройство радиального клиноорotronа

Схема рассматриваемого прибора (вид сбоку и сверху) представлена на рис. 1. Здесь 1 – кольцевая электронная пушка, формирующая сходящийся к оси  $z$  под небольшим углом  $\alpha$  к оси  $r$  электронный поток 2 с шириной

$\Delta z$ ; 3 – круглый волновод вывода энергии на  $E_{01}$  моде; 4 – верхнее (типа сферической вырезки) зеркало открытого резонатора (ОР); 5 – его нижнее плоское зеркало, на котором нанесены кон-

центрические азимутальные канавки радиальной гребенки с параметрами: радиальный период –  $d_r$ , количество периодов –  $n_r$ , глубина канавки –  $h_r$ , отношение ширины канавки к периоду –  $\delta$ ; 6 – внешний стакан магнитопровода; 7 – обмотка питания электромагнита; 8 – внутренний стержень магнитопровода; 9 – головка винта настройки магнитной системы.

Открытый резонатор, образованный зеркалами 4–5, настроен на азимутально-симметричную объемную моду  $E_{01n}$ , связанную с поверхностной модой  $E_{01}$  гребенки (замедляющей системы). Электронный поток 2 с шириной  $\Delta z$  фокусируется и направляется магнитной системой прибора таким образом, что он послойно осаждается на гребенке замедляющей системы. Каждый слой, осаживаясь под небольшим углом, проходит при условии синхронизма в максимальном по интенсивности поле поверхностной волны замедляющей системы (это поле экспоненциально убывает в направлении  $z$  от поверхности гребенки). Таким образом, для каждого слоя обеспечиваются максимально благоприятные условия взаимодействия с полем гребенки. Оптимизация угла осаждения пучка обеспечивается подстройкой поля магнитной системы винтом 9.

Ввиду большой добротности резонатора допустимо разделить вначале задачу электродинамики и затем рассчитать движение электронов в заданном ВЧ поле.

### Решение электродинамической задачи

#### Постановка задачи

Безразмерное волновое уравнение для потенциала симметричных  $E$ -волн цилиндрического волновода можно преобразовать к скалярному дифференциальному уравнению Гельмгольца для комплексной функции двух переменных  $u(r, z)$ :

$$\frac{\partial}{\partial z} \left( \frac{1}{r} \frac{\partial u}{\partial z} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left( \frac{1}{r} \frac{\partial u}{\partial r} \right) + W \frac{u}{r} = \text{rot}_\varphi \dot{\delta}, \quad (1)$$

при этом компоненты  $E$ -волны выражаются через потенциал  $u$  по формулам:

$$\dot{E}_z = -\frac{j}{W} \frac{\partial u}{r \partial r}; \quad \dot{E}_r = \frac{j}{W} \frac{\partial u}{r \partial z}; \quad \dot{B}_\varphi = \frac{u}{r}. \quad (2)$$

Граничные условия для (1) ставятся следующим образом: на металлических границах

$$\frac{\partial u}{\partial \bar{n}} = 0; \quad (3)$$

на оси симметрии: при  $r=0$ ,  $u=0$ ; на открытой границе: при  $r=L_r$ ,  $u=0$ .

Здесь введены безразмерные геометрические параметры как отношение размерного значения параметра к  $\lambda_0/2\pi$  ( $\lambda_0=2\pi c/\omega_0$ ,  $c$  – скорость света в пустоте,  $\omega_0$  – опорная частота). Безразмерные величины, имеющие одинаковое написание с безразмерными помечены штрихом.  $W = \omega/\omega_0$ ,  $\omega$  – рабочая частота,  $\vec{E} = \vec{E}'/E_m$ ,  $\vec{B} = \vec{B}'c/E_m$  – электрическая и магнитная составляющие СВЧ-поля,  $\dot{\delta} = \dot{J}/(\epsilon_0 \omega_0 E_m)$ ;  $\dot{J}$  – комплексная амплитуда плотности тока;  $E_m = m_0 \omega_0 c/e$  – величина поля, выбранная для обезразмеривания;  $m_0$ ,  $e$  – масса покоя и заряд электрона,  $c$  – скорость света.

### Метод и результаты решения электродинамической задачи

Для расчета возбуждения поля зададим пробный ток  $\text{rot}_y \dot{\delta} = 1$  в области  $[2,5 < z < 2,6, h-L_r/2 < r < L_r/2 + 0,1]$  (возбуждение петель). Такой ток при условии резонанса практически не оказывает влияния на распределение поля искомой собственной моды резонатора.

Распределение поля  $u(x, z)$  находилось в результате решения задачи (1–3) с использованием стандартных пакетов PDE Matlab. Методом оптимизационной процедуры подбирались высота резонатора  $h_z$ , при которой реализуется резонанс. По найденному распределению  $u(x, z)$  рассчитывались компоненты  $E_z$  и  $E_r$  в области взаимодействия с электронами пучка.

На рис.2 представлены линии уровня потенциала  $u(r,z)$ , при условии резонанса. В этом случае функция  $u$  является действительной. Период гребенки на рисунке соответствует синхронному напряжению пучка  $U_0 \sim 5$ Кв ( $d_v=0,9$ ).

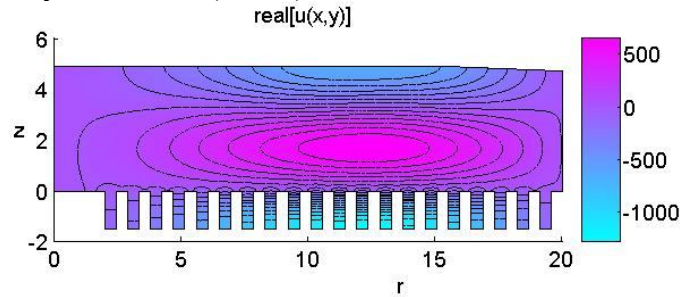


Рис. 2. Распределение поля  $u(r,z)$  в поперечном сечении резонатора:  
 $h_v=1,57(\lambda_0/4)$ ;  $h_z=4,9456$ ;  $L_r=20$ ;  $L_v=18$ ;  $n_v=20$ ;  $d_v=0,9$ ,  $d_h=0,2$

На рис. 3 представлено рассчитанное изменение компонент  $E_z$  и  $E_r$  вблизи гребенки (в области взаимодействия с электронами пучка).

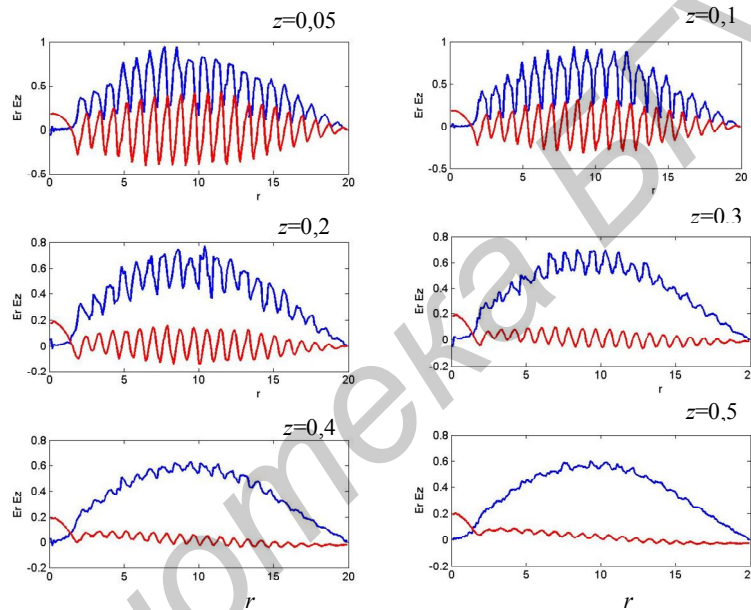


Рис. 3. Распределение  $E_r$  и  $E_z$  на различных расстояниях от гребенки

Величина компоненты  $B_\phi$  вблизи гребенки, где происходит основное взаимодействие с пучком, близка к нулю, поэтому она в дальнейшем не учитывается.

Полученные на основе вышеприведенных расчетов нормированные распределения компонент СВЧ-поля в области над гребенкой ( $z>0$ ) хорошо аппроксимируются формулами, близкими к используемым в [10]:

$$E_r^0 = \frac{1}{2} \cdot J_1(v_{11} \frac{r}{L_r}) / J_1(\mu_{11}) [\cos(z) + \sin(k_r r) \exp(-k_z z)] \sin(\omega t), \quad L_v = n_v d_v, \quad (4)$$

$$E_z^0 = \frac{1}{2} \cdot J_1(v_{11} \frac{r}{L_r}) / J_1(\mu_{11}) \left[ \frac{k_r}{k_z} \cos(k_r r) \exp(-k_z z) \right] \sin(\omega t), \quad k_z = \sqrt{k_r^2 - W^2}, \quad k_r = 2\pi / d_v.$$

Здесь  $k_z$ ,  $k_r$  – поперечное и продольное волновые числа замедленной пространственной гармоники. Распределения полей задавались как  $E_r = A \cdot E_r^0$ ;  $E_z = A \cdot E_z^0$ ;  $B_\phi = A \cdot B_\phi^0$ . Нормировка полей выполняется по максимальному значению  $E_{ma} = \max |E_r|$ , которое достигается при  $z=0$  (как это видно из рис. 3).

*Условия синхронизма*

Условия синхронизма электронов пучка с замедленной гармоникой выполняются при равенстве средней относительной скорости электронов  $\beta_{er} = v_{er}/c$  и фазовой относительной скорости  $\beta_p = v_p/c$  одной из замедленных гармоник. Относительные фазовые скорости гармоник определяются уравнением  $\beta_p^{\pm n} = \frac{d_v}{\varphi_0 \pm 2\pi n}$ , где  $\varphi_0$  – набег фазы на период гребенки.

Например, в нашем случае (рис. 2) значение  $\varphi_0$  можно определить из соотношения  $\frac{\varphi_0}{d_v} = \frac{2\pi}{\Lambda}$ ;  $\Lambda = 2L_v$  ( $\varphi_0 \approx 0,17$ ). Отсюда видно, что значения фазовой скорости прямой и обратной

пространственных гармоник отличаются мало  $\beta_p^{-1} = -0,147$ ;  $\beta_p^{+1} = 0,139$ , что оправдывает приближение фиксированной структуры поля (4) и соответствует синхронному напряжению электронного пучка  $U_0$  примерно 5–5,6 Кв.

#### Решение задачи электроники

Взаимодействие электронного пучка с СВЧ-полем (4) моделировалось на основе метода крупных частиц. Электроны пучка влетают в резонатор при  $r=L_r$  и движутся в направлении противоположном оси  $r$ , поэтому для удобства расчетов введем координату  $\rho=L_r-r$  направление которой совпадает с направлением движения электронов. Безразмерные релятивистские уравнения движения крупных частиц запишем в виде [11]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d P_{rli}}{d \rho} = -\frac{1}{\beta_{rli}} \left( \frac{\gamma_{li} \beta_{\varphi li}^2}{L_r - \rho} - E_r - \beta_{\varphi li} F_z + \beta_{zli} B_{\varphi} \right); \\ \frac{d P_{\varphi li}}{d \rho} = -\frac{1}{\beta_{rli}} \left( -\frac{\gamma_{li} \beta_{rli} \beta_{\varphi li}}{L_r - \rho} - \beta_{zli} F_r + \beta_{rli} F_z \right); \\ \frac{d P_{zli}}{d \rho} = -\frac{1}{\beta_{rli}} (-E_z - \beta_{rli} B_{\varphi} + \beta_{\varphi li} F_r); \\ \frac{d z_{li}}{d \rho} = -\frac{\beta_{zli}}{\beta_{rli}}; \quad \frac{d \theta_{li}}{d \rho} = -\frac{W}{\beta_{rli}}; \quad \vec{P}_{li} = \gamma_{li} \vec{\beta}_{li}; \quad \gamma_{li} = \frac{1}{\sqrt{1 - \beta_{li}^2}} = \sqrt{1 + P_{rli}^2 + P_{\varphi li}^2 + P_{zli}^2} \end{array} \right. \quad (5)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta_{li}(0) = \frac{2\pi(i-0,5)}{N}; \quad \beta_{rli}(0) = -\beta_0 \cos \alpha; \quad \beta_{zli}(0) = -\beta_0 \sin \alpha; \\ z_{li}(0) = z_0 - \frac{\Delta z}{2} + \frac{\Delta z}{N_s - 1} (l-1); \quad i = 1 \dots N_{es}; \quad l = 1 \dots N_s. \end{array} \right. \quad (6)$$

Здесь  $0 < \rho < L_r$ ;  $\rho=L_r-r$  ( $L_r$  – внешний радиус кольцевой дифракционной решетки),  $N_s$  – количество рассматриваемых электронных слоев,  $l$  – номер электронного слоя,  $i$  – номер частицы в слое,  $z_0$ ,  $\Delta z$  – координата входа и толщина электронного пучка при  $r=L_r$ ,  $\vec{\beta}_{li} = \vec{v}_{eli}/c$ ,  $\theta_{li} = \omega t_{li}$ ,  $t_{li}$  – относительная скорость и время пролета частицей сечения  $z$ . По мере осаждения электронов-частиц на гребенку они выводятся из взаимодействия и не влияют в дальнейшем на интегральные характеристики.

Безразмерные компоненты фокусирующего магнитного поля задавались как  $F_r = -\frac{F_0}{L_r - \rho} \cos \alpha$ ;  $F_z = -\frac{F_0}{L_r - \rho} \sin \alpha$ ;  $F_0 = \frac{B'_0 e}{m_0 \omega_0}$ ;  $B'_0$  – значение магнитного поля вблизи сердечника (при  $r \sim 1$ ).

В клинооротроне основные процессы группировки и отбора энергии электронов происходят в непосредственной близости металлической поверхности, которая за счет экранировки существенно снижает действие сил поля пространственного заряда. К тому же традиционный учет сил поля заряда на основе функции Грина [10] вблизи гребенки вообще говоря неприменим. В этом случае необходимо использовать строгие уравнения возбуждения [11]. Поэтому, используя тот факт, что при рассматриваемом резонансном взаимодействии величина поля

пространственного заряда значительно меньше, чем величина поля резонатора, в данной модели силы пространственного заряда не учитываются.

Электронный КПД каждого слоя и суммарный рассчитывался по формулам

$$\eta_l^e(r) = \frac{1}{N_{es}} \sum_{i=1}^{N_{es}} \frac{\gamma_0 - \gamma_{li}(r)}{\gamma_0 - 1}; \quad \eta^e(r) = \frac{1}{N_s} \sum_{l=1}^{N_s} \eta_l^e. \quad (7)$$

Фазовую группировку в  $l$ -м слое электронов на частоте  $W$  определяет функция группировки:

$$G_{rl}(r) = \frac{1}{N_{es}} \left[ \left( \sum_{i=1}^{N_{es}} \cos \theta_i \right)^2 + \left( \sum_{i=1}^{N_{es}} \sin \theta_i \right)^2 \right]^{1/2}. \quad (8)$$

Нагруженную добротность можно оценить по формуле

$$Q = \frac{\omega_0 W_v}{\eta I_0 U_0} = \frac{\omega_0 \pi E_m^2}{\eta I_0 U_0 \mu_0 c^2} \left( \frac{c}{\omega_0} \right)^3 A^2 \int_D B_\varphi^{02} r dr dz \approx \frac{2 \cdot 10^9 A^2}{\eta I_0 U_0} \int_D B_\varphi^{02} r dr dz. \quad (9)$$

Здесь  $W_v$  – энергия поля, запасенная в резонаторе,  $D$  – расчетная область,  $I_0$  – ток пучка, значение интеграла  $\int_D B_\varphi^{02} r dr dz$  рассчитывалось при решении задачи электродинамики.

### Результаты расчета

Для типичного в таких приборах напряжения электронного пучка  $U_0 \approx 2,9$  Кв ( $\beta_0 \approx 0,105$ ) условие синхронизма выполняется при  $d_v/2\pi \approx \beta_0$  и в нашем случае при  $d_v = 0,625$ .

При заданных  $n_v = 40$ ,  $L_v = 25$  ( $d_v = L_v/n_v = 0,625$ ),  $z_0 = 1,0$ ,  $\Delta z = 0,8$  на основе оптимизационной процедуры произведем поиск параметров  $\beta_0$ ,  $F_0$ ,  $\alpha$ ,  $A$ , обеспечивающих максимальный КПД. В расчетах зададим  $N_s = 10$  электронных слоев и  $N_{es} = 12$  электронов на периоде в каждом слое. Расчеты показали, что если не накладывать ограничений на величину нагруженной добротности, которая возрастает с увеличением  $A$ , то реализуется максимальный КПД около 20%. На рис. 4 представлены типичные характеристики одного из оптимальных вариантов, в котором расчетный КПД равен 21%.

Траектории одного электрона каждого из 10-ти слоев в сечении  $(r, z)$  и огибающие электронного потока показаны на рис. 4,а. Характер этих траекторий является типичным для движения электронов вдоль силовых линий магнитного поля. Непосредственно вблизи гребенки траектории сильно искривляются, электронные слои перемешиваются. Это объясняется существенным влиянием поперечной составляющей электрического поля  $E_z$  (при ее отключении электронные слои не перемешиваются). При уменьшении магнитного поля действие этой компоненты приводит к резкому «разбрызгиванию» первых оседающих электронов (как это видно из рис. 5,а) и даже появлению «обратных» электронов, хотя КПД при этом остается на уровне 20%, т.к. последующие слои попадают в более сильное магнитное поле.

Как видно из рис. 5,б, в оптимальном варианте все слои довольно равномерно отдают энергию полю. Первыми достигают насыщения КПД слои электронов, ближайšie к гребенке, при этом сразу после насыщения они осаждаются и выходят из дальнейшего взаимодействия. Электронные слои начинают эффективно отдавать энергию по мере вхождения в нарастающее поле достаточной амплитуды (на расстоянии  $0,2\lambda/(2\pi)$  от гребенки). Максимальный КПД достигается в первых слоях (некоторые электроны из них по два раза приближаются к решетке).

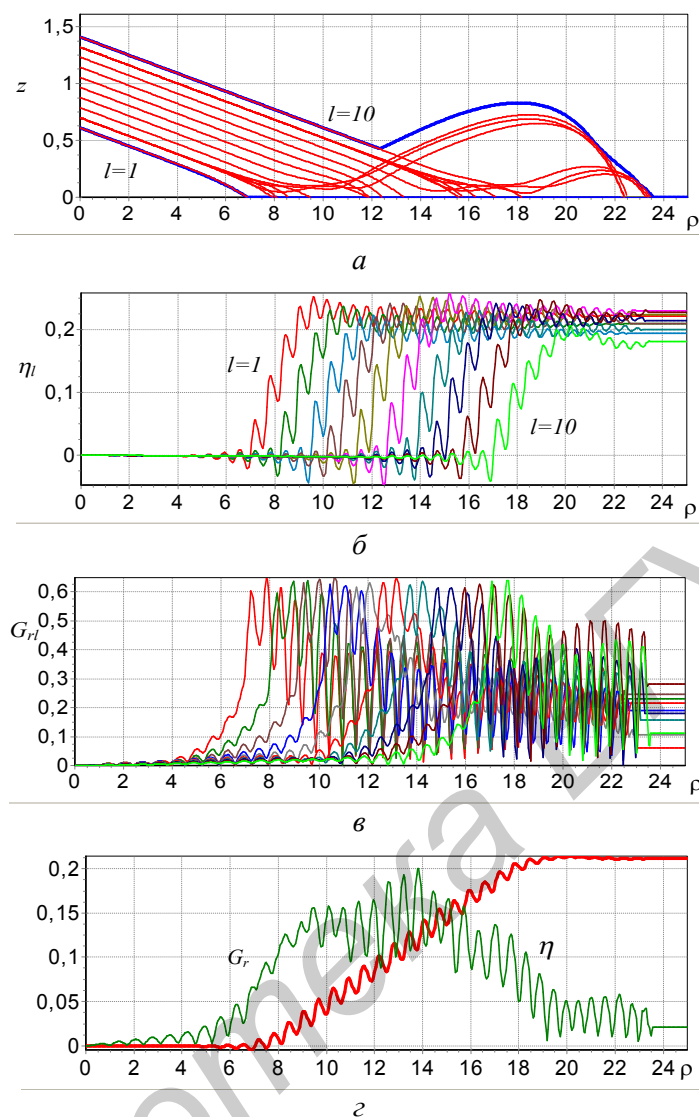


Рис. 4. Характеристики оптимизированного по КПД варианта радиального клиноорotronа: а –траектории электронных слоев; б – КПД по слоям; в – функции группировки по слоям; г – суммарный КПД и функция группировки.  $U_0=3,1\text{Кв}$  ( $\beta_0=0,11$ );  $z_0=1$ ,  $n_v=40$ ;  $d_v=0,625$ ;  $F_0=0,09$  ( $B_0=0,32\text{T}$  при  $\lambda=3\text{мм}$ );  $\alpha=0,08$ ;  $A=0,011$ ;  $\eta_{\max}=0,21$ ,  $Q=2500$  при  $I_0=10\text{ А}$

При увеличении толщины электронного пучка  $\Delta z > 0,8$  КПД медленно убывает, однако если угол наклона обеспечивает равномерное оседание всех электронов на решетку, то даже при толщине  $0,5\lambda$  он остается на уровне 10%, а если не ограничивать амплитуду, то и 18%.

Как видно из рис. 4, в, функция группировки электронов в каждом слое достигает максимального значения 0,4–0,6. Полный КПД увеличивается практически по линейному закону, что видно из рис. 5, г, при незначительной суммарной группировке в электронном пучке.

В приведенном варианте амплитуда не ограничивалась ( $A=0,011$ ), поэтому нагруженная добротность при токе  $I_0=10\text{ А}$  довольно значительна:  $Q=2500$ . Если уменьшить амплитуду до  $A=0,005$ , то реализуется КПД 14% при вполне приемлемой добротности  $Q=780$  и токе 10 А.

### Заключение

Проведенные моделирование и оптимизация режима взаимодействия электронного потока с полем замедляющей системы указывают на эффективность клиноotronного режима и реализуемость радиального клиноорotronа в коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн и в субмиллиметровом диапазоне за счет использования электронного потока конечной толщины с повышенной величиной рабочего тока.

# THE RADIAL KLINOOROTRON

A.A. KURAYEV, A.K. SINITSYN

## Abstract

Simulation of the generator of millimeter and submillimeter bands of waves lengths – klinoorotron with radial electronic beam is carried out. In this device the plane radial electron beam shaped in a ring electronic gun, is deposited under a small corner at the slowing waves system executed as a radial comb on a mirror of the open resonator. By it will be achieved klinoorotron effect due to which all stratum enough the wide electronic beam practically equally interact with a field of a comb. The carried out calculations validate high efficiency of the suggested construction radial klinoorotron.

## Список литературы

1. *Вайнштейн Л.А., Исаев В.А., Трубецков Д.И.* // РИЭ. 1983. Т. 28, №7. С. 1233–1248.
2. *Цейтлин М.Б., Мясин Е.А.* // РИЭ. 1993. Т. 38, № 6. С. 961–981.
3. *Мороз Е.Е., Сорока А.С., Третьяков О.А. и др.* // РИЭ. 1980. Т. 25, №11. С. 2301.
4. *Еремка В.Д., Стадник А.В.* Генератор дифракционного излучения. 1981. А.С. №830946.
5. *Еремка В.Д., Кравченко В.Ф., Кураев А.А. и др.* // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 2000. №3, С. 58–62.
6. *Гуревич А.В., Еремка В.Д., Кравченко В.Ф. и др.* // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 2007. №10. С. 64–69.
7. *Еремка В.Д., Кураев А.А., Синицын А.К.* // Материалы 14-й Международной Крымской конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». 2004. С. 199–202.
8. *Гуляев Ю.В., Кураев А.А., Нефедов Е.И. и др.* // Докл. АН СССР. 1981. Т. 257, №2. С. 349–352.
9. *Ежов Г.И., Кураев А.А., Нефедов Е.И. и др.* Генератор дифракционного излучения. А.С. №1129670.
10. *Vavriv D.M.* // Telecommunications and Radio Engineering. 2008. №67(9). С. 757–781.
11. *Батура М.П., Кураев А.А., Синицын А.К.* Основы теории расчета и оптимизации современных приборов СВЧ. Минск, 2006.



УДК 681.5.015

## ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ СТАНЦИИ ИСПЫТАНИЙ СТИРАЛЬНЫХ МАШИН

С.В. ЛУКЪЯНЕЦ, А.Г. МИКУЛИЧ, С.И. СЕРГИЕНЯ\*

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

*\*ЗАО «АТЛАНТ» Минский завод холодильников  
пр. Победителей, 61, Минск, 220035, Беларусь*

*Поступила в редакцию 29 марта 2012*

Рассмотрено применение имитационного моделирования при анализе производственных процессов в промышленности. В программном пакете GPSS World составлена модель, имитирующая работу станции приемо-сдаточных испытаний ЗАО ЗБТ\* «АТЛАНТ». Выполнен компьютерный эксперимент по оценке эффективности работы станции при различных исходных данных, показана возможность увеличения производительности.

*Ключевые слова:* имитационное моделирование, приемо-сдаточные испытания, электротестер, стиральная машина автоматическая, оператор.

### Введение

Использование имитационного моделирования в современной промышленности позволяет оценить полезность предлагаемых решений, выявить «узкие» места производства еще на этапе проектирования как при создании новых, так и при модернизации используемых систем и техпроцессов, избежать неоправданных затрат и повысить эффективность работы предприятия [1].

На данном этапе развития ЗАО ЗБТ «АТЛАНТ» ставится задача увеличения количества выпускаемых стиральных машин автоматов до 1000 штук за смену. Одним из участков, который должен обеспечить выполнение новых объемов выпуска, является станция приемо-сдаточных испытаний.

Основываясь на методике имитационного моделирования производственных процессов, изложенной в [2], выполнен компьютерный эксперимент применительно к рассматриваемому объекту.

### Объект моделирования

Объектом исследования является станция приемо-сдаточных испытаний, предназначенная для проведения функционального тестирования и проверки соответствия требованиям электробезопасности стиральных машин автоматических (СМА). В случае обнаружения брака СМА отправляются на ремонтный участок.

---

\*ЗБТ – завод бытовой техники

Станция (рис. 1) объединяет 14 испытательных стендов (ИС1-ИС14), 4 автоматических электрических тестера (Т1-Т4), транспортную автоматическую тележку (ТЛ).

В состав системы управления станцией также входят сканер штрих кодов, контроллер управления тележкой, сервер СУБД (на рисунке не показаны). Каждый испытательный стенд включает в себя следующие элементы: стендовый программируемый логический контроллер, промышленный компьютер с сенсорным дисплеем, испытательное место, оснащенное съемными экранами с пневматическими цилиндрами («пальцами») для проверки работы клавиш СМА и обеспеченное средствами подачи и откачки воды.

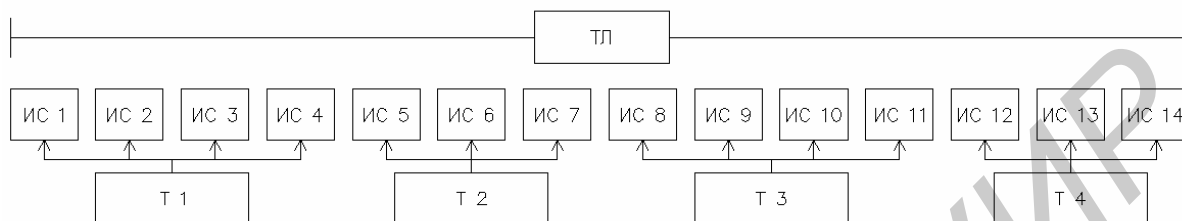


Рис. 1. Структурно-компоновочная схема станции

### Алгоритм испытаний

Алгоритм испытаний, схема которого представлена на рис. 2, является полностью автоматическим процессом и разделяется на два этапа. На первом из них после подключения модуля СМА при помощи специального коннектора к компьютеру, кабеля питания СМА – к силовой сети, а также шлангов слива/налива – к водопроводу, производится проверка в различных режимах работы всех основных узлов стиральной машины: кнопок, селектора, клапанов, насоса, электронагревателя, двигателя. При этом осуществляется контроль потребляемого тока при помощи автоматического тестера и скорости вращения барабана – при помощи тахометра. На втором этапе осуществляется проверка СМА на электробезопасность: машина испытывается на соответствие требованиям по сопротивлению изоляции, качеству заземления, токам утечек и др. Электро-тестер способен проводить второй этап испытаний одновременно только на одной станции.

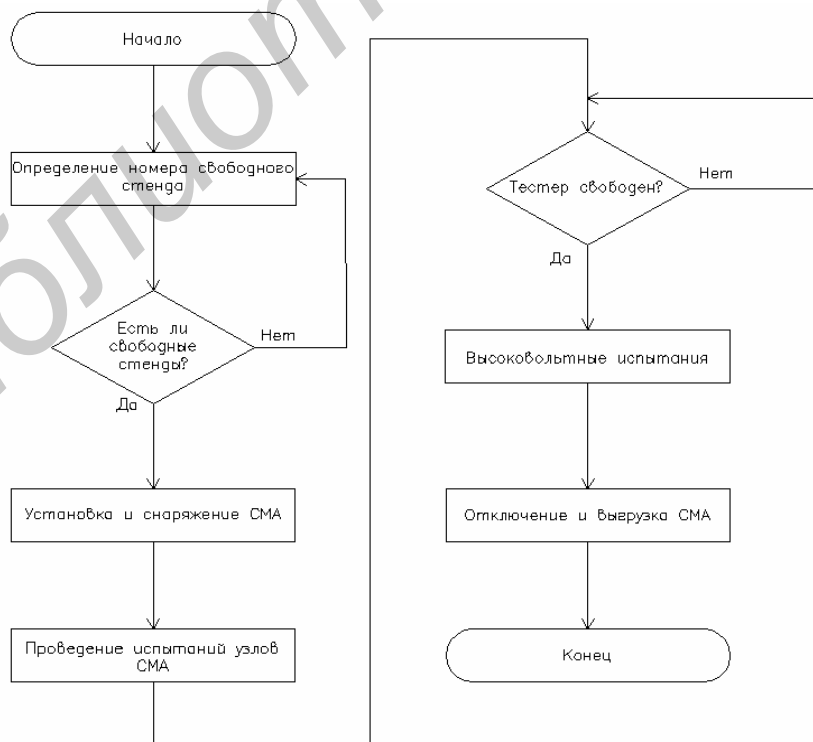


Рис. 2. Схема алгоритма испытаний СМА

## Программа и результаты компьютерного эксперимента

Исходные данные для составления модели станции испытаний представлены в табл. 1.

Таблица 1. Исходные данные

№ п/п	Параметр	Значение параметра
1	Такт работы тележки загрузки/ выгрузки, с	25
2	Время для снаряжения машины, с	20±10
3	Время основных функциональных испытаний, с	300±10
4	Время испытаний на электробезопасность, с	75±5
5	Время на отключение и выгрузку машины, с	20±10
6	Время моделирования, с	25920
7	Количество испытательных мест	14
8	Количество электро-тестеров	4
9	Количество операторов	2

Приведенная таблица основана на статистике, полученной в ходе работы станции в течение одного года. Для упрощения принимается, что в течение смены испытывается одна модель стиральных машин, поскольку затраты на переналадку ничтожно малы и не оказывают заметного влияния на производительность станции.

В соответствии с алгоритмом работы станции и исходными данными разработана программа на языке моделирования GPSS, фрагмент кода которой приведен на рис. 3.

```

:////////// MAIN ////////////////////////////////////////////

m_start          seize p1
                  enter psi

                  depart q_psi
                  assign 2,mx$PSI(p1,1) ; tester
                  assign 3,mx$PSI(p1,2) ; operator

m_main_1         transfer ,m_oper1          ; equipment
                  advance 300,10           ; main test time
m_main_2         transfer ,m_tester        ; electro-test
m_main_3         transfer ,m_oper2        ; disassembly
                  advance 25,5             ; delay before exit
                  release p1               ; release station

                  leave psi
                  terminate

:////////// INCREMENT param 1 ////////////////////////////////////////////

m_inc           test 1 p1,14,m_beg
                  index 1,1
                  transfer ,m_try

:////////// OPERATOR SUB1 ////////////////////////////////////////////

m_oper1         queue p3                   ; operator number
                  seize p3
                  depart p3
                  advance 20,10
                  release p3
                  transfer ,m_main_1

:////////// OPERATOR SUB2 ////////////////////////////////////////////

m_oper2         queue p3                   ; operator number
                  seize p3
                  depart p3
                  advance 20,10
                  release p3
                  transfer ,m_main_3
    
```

Рис. 3. Программный код модели станции испытаний

Код основной программы размещен между строками комментариев MAIN и INCREMENT. Здесь выполняется вход транзактов в подпрограммы, имитирующие основные этапы испытаний: подключение, основной цикл испытаний, проверка электробезопасности, отключение. Например, в строке transfer ,m\_oper1 происходит безусловный переход транзакта к метке m\_oper1. Попадая в блок queue р3 (метка m\_oper1) транзакт становится в очередь на обслуживание оператором, номер которого содержится в 3-ем параметре транзакта (р3). Если очереди нет, он занимает этого оператора (блок seize р3). Далее в блоке advance 20,10 транзакт, в соответствии с исходными данными, обслуживается оператором, что имитирует процесс подключения всех необходимых для тестирования проводов, шлангов, клеммы заземления и т.д. После обслуживания транзакт возвращается в основную программу (блок transfer ,m\_main\_1). Аналогичным образом транзакт обрабатывается подпрограммами m\_tester, m\_oper2, имитирующими процесс электроиспытаний и отключения машины соответственно.

Моделирование испытаний было проведено при различном количестве испытательных стоек, тестеров, операторов и их комбинациях. Основные результаты моделирования работы системы в течение смены при коэффициенте использования рабочего времени 0,9 сведены в табл. 2.

Таблица 2. Результаты моделирования

Стенды	Количество		Коэфф. загрузки операторов	Коэфф. использования тестеров	Ср. время пребывания в очереди, с	Выпуск СМА, штук
	Тестеры	Операторы				
14	4	2	0,62	0,66	3,02	809
14	4	3	0,44	0,66	3,01	813
14	5	2	0,62	0,50	4,10	807
14	6	2	0,61	0,49	4,22	805
15	4	2	0,70	0,66	4,60	860
16	4	2	0,70	0,66	3,01	918
17	4	2	0,78	0,79	3,41	967
18	4	2	0,78	0,81	5,72	1018
18	5	2	0,78	0,65	4,33	1021

### Заключение

Анализ результатов моделирования позволяет сделать вывод о целесообразности увеличения количества испытательных станций до 18 единиц. Увеличение количества электро-тестеров и/или операторов не приводит к требуемому повышению производительности. Наиболее приемлемым решением является следующий состав системы: 18 испытательных станций, 4 электротестера, 2 оператора.

## SIMULATION OF THE TEST STATION OF WASHING MACHINES

S.V. LUKJANETS, A.G. MIKULICH, S.I. SERGIENIA

### Abstract

Mathematical modeling and analysis of the test station of washing machines at the Atlant Inc. factory. Different ways and perspectives for performance improvement of the station examined. The results of modeling are introduced in the form of table.

### Список литературы

1. Кудрявцев Е.М. Основы имитационного моделирования различных систем. М., 2004.
2. Лукьянец С.В., Пашкевич А.П. Моделирование гибких производственных систем и роботизированных комплексов. Мн., 2005.

УДК 621.391

## АДАПТИВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ МЕЖСЕТЕВЫМ ЭКРАНОМ

М.Н. БОБОВ, Ф.О. МОХАММЕД

ОАО «АГАТ – системы управления»  
пр. Независимости, 117, Минск, 220023, Беларусь

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

Поступила в редакцию 23 марта 2012

Исследованы процессы проверки трафика в межсетевых экранах (МСЭ), образующих демилитаризованную зону и установлено, что время выполнения функций проверки пакетов зависит как от длины проверяемых пакетов, так и от размеров соответствующих таблиц. Определены наиболее предпочтительные варианты перераспределения функций проверки трафика между МСЭ на границе демилитаризованной зоны за счет организации области адаптации и выбора необходимых точек переключения функций

*Ключевые слова:* межсетевой экран, информационная телекоммуникационная сеть (ИТС), демилитаризованная зона (ДМЗ), вероятность блокировки.

### Введение

Структура современных защищенных ИТС состоит из трех зон безопасности, одна из которых отделяется от остальных двух внешним и внутренним МСЭ и называется демилитаризованной зоной. Анализ различных классов МСЭ показал, что они способны обеспечивать необходимый уровень защищенности ИТС, однако являются транспортно узким местом, что может приводить к блокированию проходящего трафика. Для снижения вероятности блокировки МСЭ из-за перегрузки в работе предлагается адаптировать его управление с учетом структуры защищаемой ИТС. В условиях наличия ДМЗ представляется целесообразным переключать имеющиеся МСЭ на проверку установленных правил в зависимости от сетевой нагрузки. В случае, когда в ИТС трафик не критичный, сетевые экраны осуществляют проверки в соответствии со своим назначением как внешних, так и внутренних барьеров. Когда трафик достигает критического объема, часть функций проверки внешнего МСЭ передается внутреннему МСЭ, снижая тем самым вероятность блокировки из-за перегрузки. Когда угроза атаки ликвидируется и трафик возвращается к нормальному состоянию, МСЭ возвращаются в штатный режим проверки.

### Теоретическая часть

Модель МСЭ с традиционным контуром управления представляет собой одноканальную систему массового обслуживания (СМО) с отказами, вероятность отказа (блокировки) которой определяется по формуле:

$$P_{\text{отк}} = \frac{\lambda}{\lambda + \mu}.$$

Параметр  $\mu$  является неизвестным и зависит от свойств МСЭ. Анализ алгоритма функционирования МСЭ показал, что он анализирует график путем последовательного выполнения функций, включающих в себя контроль целостности, трансляцию адреса, ведение таблицы со-

единений, управление доступом, инспектирование соединения и проверку контента. Поэтому процесс обслуживания МСЭ каждого пакета можно изобразить в виде схемы, приведенной на рис. 1.

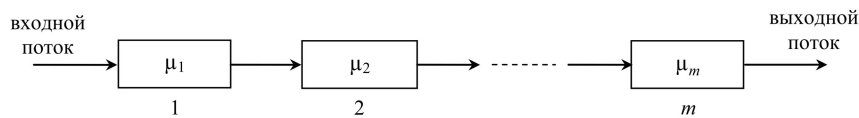


Рис. 1. Схема обслуживания пакетов МСЭ

Функция распределения длительности обслуживания на  $m$  последовательно соединенных однолинейных этапах называется распределением Эрланга  $m$ -го порядка и для  $\mu_1 = \mu_2 = \dots = \mu$  имеет вид:

$$F(t) = 1 - e^{-m\mu t} \sum_{j=0}^{m-1} \frac{(m\mu t)^j}{j!} \quad (1)$$

Указанная функция распределения представляет собой сумму  $m$  независимых случайных величин, каждая из которых распределена по экспоненциальному закону с параметром  $m\mu$ . Причем длительность обслуживания на каждом этапе имеет экспоненциальное распределение с параметром  $\mu$ . В нашем случае время обслуживания, а следовательно, и параметр  $\mu$  на каждом этапе обработки пакета, имеет различные значения, поэтому формулу (1) непосредственно использовать нельзя. Определим посредством  $F_j(t)$  и  $F_k(t)$  функции распределения времени обслуживания с параметрами  $\mu_j$  и  $\mu_k$ , представляющих сумму времени обслуживания пакетов МСЭ на первых  $j$  и последних  $k$  этапах соответственно.

В этом случае

$$\mu_j = \frac{1}{\sum_{i=1}^j t_i}, \quad j = \overline{m-1, 1}; \quad \mu_k = \frac{1}{\sum_{j=m-(k-1)}^m t_j}, \quad k = \overline{1, m-1},$$

где  $m$  – общее количество функций.

Тогда вероятность блокировки пакета с учетом числа включенных в обработку этапов, начиная с первого и последнего, соответственно равны

$$P_{\text{бл}}^j = \frac{\lambda}{\mu_j + \lambda}; \quad P_{\text{бл}}^k = \frac{\lambda}{\mu_k + \lambda}.$$

В традиционном контуре управления МСЭ присутствует администратор безопасности, который осуществляет настройку правил проверки пакетов. Если его функции по управлению МСЭ в случае обнаружения аномалий реализовать программными средствами, то устранение возникшей угрозы можно осуществлять автоматически, путем изменения базы правил. С учетом архитектуры защищенной ИТС, в структуре которой присутствует ДМЗ, модель МСЭ с адаптивным контуром управления можно изобразить, как показано на рис. 2.

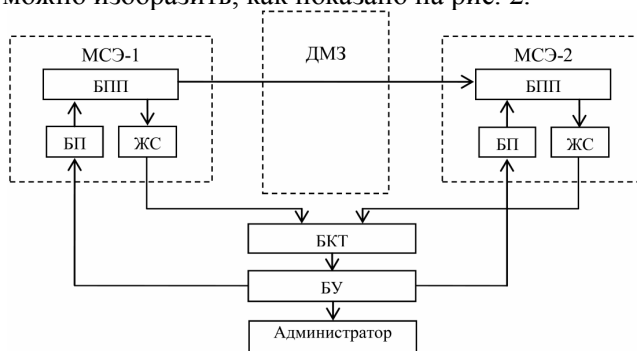


Рис. 2. МСЭ с адаптивным контуром управления, где БКТ – блок контроля трафика

Блокировка в МСЭ с адаптивным контуром управления может наступить в следующих случаях:

- МСЭ-1 заблокирован, МСЭ-2 свободен;
- МСЭ-1 свободен, МСЭ-2 заблокирован.

Тогда вероятность блокировки адаптивного контура МСЭ будет равна

$$P_{\text{бл}} = \frac{\lambda(\mu_j + \mu_k)}{\lambda^2 + \lambda(\mu_j + \mu_k) + \mu_j\mu_k}.$$

Так как величины  $\mu_j$  и  $\mu_k$  являются неизвестными, для их исследования используется полунатурная модель ИТС (см. рис. 3).



Рис. 3. Схема полунатурной модели ИТС

Полунатурная модель обеспечивает решение следующих задач:

- 1) определение продолжительности обработки пакетов каждого типа сетевой атаки, поступающей от объекта воздействия в защищаемую сеть;
- 2) определение продолжительности выполнения каждого вида проверки входящего пакета испытуемым МСЭ.

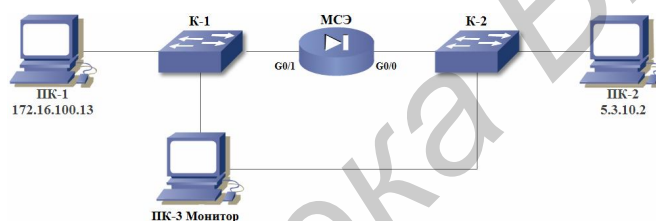


Рис. 4. Рабочая схема полунатурной модели ИТС

Схема полунатурной модели ИТС включает в себя персональный компьютер ПК-1, играющий роль получателя; коммутатор внутренней сети К-1, который соединяет ПК-1 с МСЭ через внутренний интерфейс (G0/1); персональный компьютер ПК-3, играющий роль монитора; межсетевой экран Cisco ASA 5520; коммутатор внешней сети К-2, который соединяет ПК-2 с МСЭ через внешний интерфейс (G0/0) и персональный компьютер ПК-2, играющий роль источника трафика. В ПК-2 установлен программный генератор пакетов Colasoft Packet Builder (CPB), в ПК-1 и ПК-3 установлена программа Wireshark, которая выполняет функцию sniffера, показывает и сохраняет все пакеты и их параметры. В коммутаторах К-1 и К-2 включена функция SPAN, которая обеспечивает копирование всех пакетов, проходящих через определенный интерфейс в указанный интерфейс.

Экспериментальные исследования характеристик МСЭ проводились по следующему сценарию:

- 1) для каждой из 6 исследуемых функций производилось конфигурирование генератора пакетов таким образом, чтобы в нем формировался трафик определенного протокола, содержащий как правильные, так и ложные пакеты для исследуемой функции контроля;
- 2) правила МСЭ и его интерфейсы настраивались таким образом, чтобы активизировалась только одна исследуемая функция проверки, а остальные функции были бы заглушены;
- 3) в течение каждых 30 с генерировались потоки правильных и ложных пакетов с последовательным изменением длин пакетов в диапазоне от 100 до 1500 байт и интенсивностью их поступления в диапазоне от 1000 до 4000 пакет/с;
- 4) осуществлялась регистрация моментов времени поступления пакетов в МСЭ и моментов их отправки из МСЭ;
- 5) осуществлялась обработка полученных результатов и расчет среднего времени выполнения выбранной функции контроля пакетов в МСЭ.

Для задания модели потока атак на МСЭ проведен анализ структуры пакетов исследуемых протоколов и содержания полей их заголовков. Установлено, что для задания потока атак для исследования функций контроля целостности, трансляции адреса и управления доступом, необходимо использовать пакеты протокола ICMP, а для исследования функций ведения таблицы соединений и инспектора состояний – пакеты протокола TCP.

Время выполнения функций трансляции адреса, ведения таблицы соединения и управления доступом зависит от числа входов соответствующих таблиц, а время выполнения функций контроля целостности, проверки контента и инспектора состояний зависит от длины проверяемого пакета, т.е.

$$t_j = F_j(k) \text{ и } t_j = F_j(L), \quad (2)$$

где  $j$  – функция проверки,  $k$  – количество входов таблицы,  $L$  – длина пакета.

Так как вид функций (2) является неизвестным, они также определялись в процессе моделирования.

В результате проведенного моделирования получены значения времени и соответственно интенсивности обслуживания для каждой из функций МСЭ, которые представлены в табл. 1.

Таблица 1. **Время обработки и интенсивность обслуживания функций МСЭ**

№	Наименование функции	$t_i$ (мкс)	$\mu_i$
1	Контроль целостности	1,133	$883 \cdot 10^3$
2	Трансляция адресов	12,5	$80 \cdot 10^3$
3	Ведение таблицы соединения	1,256	$679 \cdot 10^3$
4	Управление доступом	6,00	$167 \cdot 10^3$
5	Инспектор состояния	1,338	$747 \cdot 10^3$
6	Проверка контента	5,42	$190,84 \cdot 10^3$

Анализ алгоритмов выполнения функций проверки показал, что между ними существует определенная зависимость. Так, функции ведения таблицы соединения и управления доступом взаимно влияют друг на друга, а функции инспектора состояния и ведения таблицы соединения связаны друг с другом. Таким образом, для осуществления адаптации перегруппирование этих функций нельзя осуществлять в произвольном порядке. Так как функция ведения таблицы соединения связана с функциями управления доступом и инспектора состояния, то при осуществлении адаптации они всегда должны быть вместе. Остальные функции не связаны друг с другом и могут работать автономно. С учетом вышеизложенного в табл. 2 приведены варианты возможного перегруппирования функций между двумя МСЭ.

Таблица 2. **Варианты возможного группирования функций между двумя МСЭ**

№ варианта	Функции МСЭ-1	Функции МСЭ-2
1	1, 2, 3, 4, 5	6
2	2, 3, 4, 5	1, 6
3	1, 3, 4, 5	2, 6
4	3, 4, 5	1, 2, 6
5	3, 4, 5, 6	1, 2
6	1, 2	3, 4, 5, 6

В табл. 3 и 4 предоставлены значения интенсивности обслуживания МСЭ в зависимости от включенных в обработку функций.

Таблица 3. **Интенсивности обслуживания МСЭ в зависимости от  $j$**

№ варианта	$t_j$ (мкс)	$\mu_j$
1	22,228	44988
2	21,094	47407
3	9,728	102796
4	8,594	116360
5	13,834	72286



Таблица 4. Интенсивности обслуживания МСЭ в зависимости от  $k$

№ варианта	$t_k$ (мкс)	$\mu_k$
1	5,42	19084
2	6,36	15689
3	17,74	5637
4	18,87	5298
5	13,63	7335

Полученные вероятности блокировки МСЭ в конфигурации с ДМЗ предоставлены на рис. 5.

Как следует из полученных графиков, самым худшим вариантом с точки зрения пропускной способности является вариант 1, а самым лучшим – вариант 5. На рис. 6 показаны графики вероятностей блокировки МСЭ с адаптивным управлением и зоной адаптации. Анализ результатов имитационного моделирования процессов защиты от сетевых атак с использованием МСЭ Cisco ASA 5520, образующих демилитаризованную зону, показывает следующее.

При входящей нагрузке  $\lambda$ , сравнимой с интенсивностью обслуживания потока пакетов  $\mu_j$  и  $\mu_k$ , вероятность блокировки практически не зависит от перераспределения функций между МСЭ-1 и МСЭ-2. В данном случае это интервал  $0 < \lambda < 20 \cdot 10^3$  (зона 1 на рис. 6). Вариант с распределением функций  $j=5, k=1$  является наиболее предпочтительным при нагрузке в пределах от  $20 \cdot 10^3 \leq \lambda \leq 40 \cdot 10^3$  (зона 2 на рис. 6), когда вероятность блокировки обслуживания  $P_{\text{бл}} \leq 0,5$ .

Приняв вероятность  $P_{\text{бл}} \leq 0,5$  в качестве нормы видно, что в интервале  $40 \cdot 10^3 < \lambda < 75 \cdot 10^3$  необходимо адаптировать МСЭ, переключая функцию контроля целостности от МСЭ-1 на МСЭ-2. В нашем случае это второй вариант с распределением функций  $j=4, k=2$  (зона 3 на рис. 6).

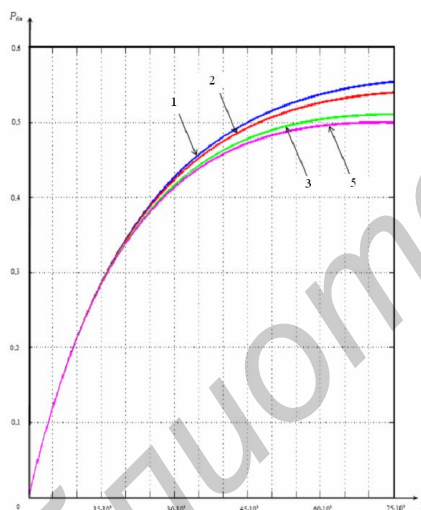


Рис. 5. График вероятностей блокировки сдвоенного МСЭ

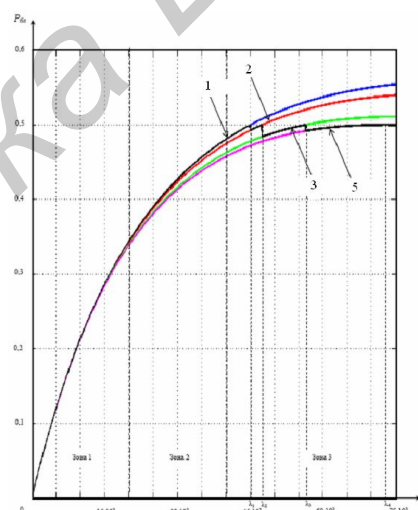


Рис. 6. Графики вероятностей блокировки сдвоенного МСЭ с адаптивным управлением

При продолжении нарастания числа заявок необходимо снова адаптировать МСЭ, переключая функцию трансляции адресов от МСЭ-1 на МСЭ-2, а функцию контроля целостности от МСЭ-2 на МСЭ-1. В нашем случае это третий вариант с распределением функций  $j=4, k=2$ .

Если число заявок в секунду достигает  $\lambda = 60 \cdot 10^3$ , то  $P_{\text{бл}} \geq 0,5$ , то МСЭ снова необходимо адаптировать, переключая функцию контроля целостности от МСЭ-1 на МСЭ-2, а функцию проверки контента от МСЭ-2 на МСЭ-1. В нашем случае это четвертый вариант с распределением функций  $j=4, k=2$ . Ввиду того, что процесс перенастройки МСЭ требует некоторых временных затрат, а значения  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$  достаточно близкие величины, является целесообразным адаптацию МСЭ производить не в четыре, а в три этапа, как это показано на рис. 7, где область адаптации – диапазон значений нагрузки трафика, в котором осуществляется переключение функции от МСЭ-1 на МСЭ-2. Организация области адаптации поясняется следующими отношениями:  $0 < \lambda < \lambda_1 \rightarrow$  вариант №1 ( $j=5, k=1$ );  $\lambda_1 \leq \lambda < \lambda_3 \rightarrow$  вариант №3 ( $j=4, k=2$ );  $\lambda_3 \leq \lambda < \lambda_4 \rightarrow$  вариант №5 ( $j=4, k=2$ );  $\lambda \geq \lambda_4 \rightarrow$  звуковая сигнализация администратору (варианты конфигурации МСЭ-1 и МСЭ-2 приведены в табл. 2).

Как видно на рис. 7. предложенные правила переключения функций проверки в зоне адаптации, позволяют в 1,7 раза увеличить пропускную способность МСЭ и тем самым уменьшить вероятность блокировки МСЭ из-за перегрузки.

### Практическая часть

На основании полученных результатов разработан алгоритм адаптивного управления МСЭ и соответствующее программное средство, работающее в программной среде Windows и устанавливаемое на рабочее место администратора, которое имеет связь с МСЭ.

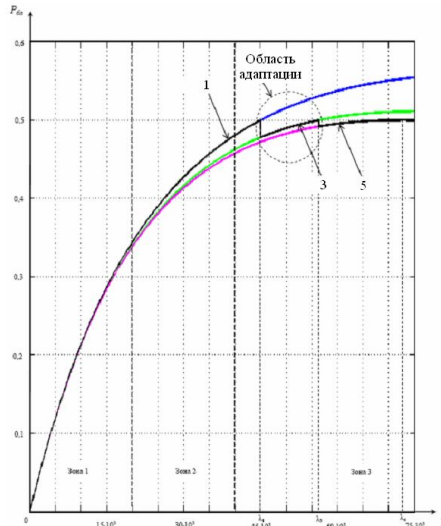


Рис. 7. Графики вероятностей блокировки сдвоенного МСЭ с адаптивным управлением

Адаптация МСЭ выполняется переключением определенных функций между МСЭ-1 и МСЭ-2 в зависимости от расчетной величины вероятности блокировки МСЭ, которая зависит от нагрузки поступающего трафика (число заявок в секунду).

Для использования полученных результатов применительно к любым типам МСЭ в условиях реализации демилитаризованной зоны разработана методика адаптации управления МСЭ, которая в общем виде состоит из следующих основных этапов: анализ функций МСЭ, определение временных значений выполнения функций, выбор вариантов распределения функций, определение границы зоны адаптации.

С целью подтверждения разработанных алгоритма и методики адаптивного управления МСЭ, а также проверки полученных при моделировании значений вероятности блокировки МСЭ в зависимости от нагрузки, были проведены натурные испытания.

Натурные испытания проводились в условиях обработки трех типов трафиков: поток пакетов без сетевых атак; поток пакетов с сетевой атакой на преодоление функции трансляции адресов; поток пакетов с сетевой атакой на преодоление функции ACL, относящейся к классу атак «отказ в обслуживании».

Результаты натурных испытаний приведены на графиках рис. 8, которые иллюстрируют расчетную и практическую вероятности блокировки МСЭ (отдельно выделена зона адаптации). Из представленных графиков видно, что результаты экспериментальных исследований хорошо согласуются с теоретическими расчетами и имеют расхождение от 0,5% до 1%, что свидетельствует о перспективности использования методики адаптивного управления для различных классов МСЭ.

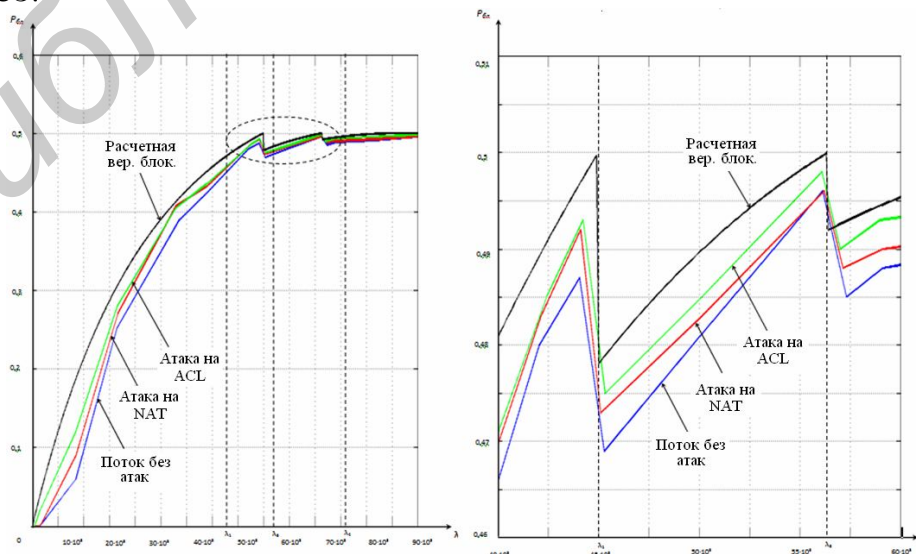


Рис. 8. График расчетной и практической вероятностей блокировки МСЭ

## Заключение

Разработана рабочая схема полунатурной модели ИТС и сценарий экспериментальных исследований характеристик МСЭ на полунатурной модели. Сформированы тесты для задания потоков атак на МСЭ, настройки коммутаторов и интерфейсов МСЭ, конфигурирования МСЭ применительно к каждой функции проверки пакетов.

Проведены исследования параметров МСЭ и получены зависимости вероятностей отказов от нагрузки  $\lambda$  для каждой функции проверки. Определен вид функций времени обслуживания в зависимости от объемов таблиц и размера пакетов для каждой функции МСЭ.

Осуществлен поиск наиболее предпочтительных вариантов распределения функций между МСЭ, образующих ДМЗ. Определена область реконфигурирования МСЭ, называемая зоной адаптации, и получены отношения, описывающие правила перераспределения функций проверки между МСЭ.

Показано, что реализация правил переключения функций в зоне адаптации позволяет в 1,7 раза увеличить пропускную способность МСЭ и тем самым уменьшить вероятность блокировки МСЭ из-за перегрузки.

## ADAPTIVE CONTROL OF FIREWALL SCREENING

M.N. BOBOF, F.O. MOHAMMED

### Abstract

The traffic checking processes in firewall, that forms and configures a demilitarized zone, found that the processing time of initial checking and inspection engine functions depends on the size of packet under check, and the processing time of the xlate lookup (network address translation), connection lookup and access list lookup functions depends on the size of the corresponded table. Identified the most preferred choice to distribute the checking traffic functions between the two firewalls at the border of the demilitarized zone, by calculating the adaptation zone and selecting the required functions of the switching points.

### Список литературы

1. *Hucaby D.* Cisco ASA, PIX, and FWSM Firewall Handbook. USA, 2008.
2. *Oppenheimer P.* Top-Down network design. USA, 2009.
3. *Deal A. Richard.* Cisco ASA Configuration. USA, 2009.
4. *Blank A.G.* TCP/IP Foundations USA, 2004.
5. *Palm W.J.* Introduction to MATLAB for engineers. USA, 2011.
6. *Johnson R.K.* The elements of MATLAB style. Cambridge, 2011.





## 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. Установливаемый 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).