
ДОКЛАДЫ БГУИР

Выходит два раза в квартал

Научный журнал издается с января 2003 года

Главный редактор В.А. Богущ

Редакционная коллегия:

Л.М. Лыньков (зам. главного редактора),
А.Н. Осипов (зам. главного редактора),
Т.В. Борботько (ответственный секретарь),
М.П. Батура, В.Е. Борисенко, А.Л. Гурский, С.Е. Карпович, В.К. Конопелько,
А.П. Кузнецов, А.А. Кураев, В.А. Лабунов, В.В. Муравьев, М.М. Татур

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, Л.И. Гурский, А.П. Достанко, В.А. Емельянов,
В.М. Колешко, Ф.Ф. Комаров, Ф.П. Коршунов, С.П. Кундас, В.А. Куренев, В.И. Курмашев,
Н.И. Листопад, С.В. Лукьянец, В.Е. Матюшков, Л.И. Минченко, Ф.И. Пантелеенко, А.А. Петровский,
В.А. Пилипенко, С.Л. Прищепа, А.М. Русецкий, В.А. Сокол, Н.К. Толочко, А.А. Хмыль, В.В. Цегельник,
Г.П. Яблонский, В.Н. Ярмолик

Адрес редакции: ул. П. Бровки, 6, к. 326, г. Минск, 220013, Беларусь

Телефон редакции: +375-17-293-88-41

Web-сайт: www.doklady.bsuir.by

E-mail: doklady@bsuir.by

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОФИЗИКА, РАДИОТЕХНИКА, ИНФОРМАТИКА

Сергеев Н.Н., Урядов В.Н., Шишпорёнок С.С. Атаки на пассивные оптические сети со стороны абонентского окончания	5
Дымков С.М., Марков А.В., Симаньков В.И. Задачи управления многообъектными системами беспилотных летательных аппаратов и пути их решения.....	11
Баругу Т.Г. Тепловое расширение монокристаллов $(\text{FeIn}_2\text{S}_4)_{0,5} \cdot (\text{AgIn}_5\text{S}_8)_{0,5}$	18
Юбко А.П., Юрцев О.А., Наумович Н.М. Сканирование в многомодульных антенных решетках со ступенчатым амплитудно-фазовым распределением возбуждения излучателей.....	23
Беленкевич Н.И., Ильинков В.А., Кухмар Д.А. Моделирование сигналов, линейных звеньев и реакций систем телекоммуникаций и радиоэлектроники в частотной области.....	29
Демьянюк Д.В., Чугай К.Н., Максимович Е.С. Имитационная модель сигнала, отраженного от заглубленного объекта, с учетом свойств укрывающей среды	37

Баглов А.В., Радионов А.А., Чубенко Е.Б., Зайцев В.А., Борисенко В.Е. Установка для фотокаталитической очистки воды от органических загрязнений в проточном реакторе	45
Невлюдов И.Ш., Пономарева А.В., Функендорф А.А., Хрусталева К.Л. Математическая модель технологического процесса получения неразъемных соединений в конструкциях роботов модульного типа.....	51
Сукалин К.С., Райченко Т.Ф., Гапоненко Н.В., Шейдакова К.В., Луконина И.В., Холов П.А., Свешников И.В., Сома Раджи К.Р.С. Золь-гель синтез и пропускание многослойных покрытий $BaTiO_3/SiO_2$	58
Дао Динь Ха, Стемпицкий В.Р. Частотные характеристики интегральных датчиков Холла.....	64
Егоров Ю.Н., Гладейчук В.В. Методика численного электродинамического анализа двухэлементного проволочного излучателя	71
Козлов С.В., Ву Тхань Ха Совместное обнаружение-измерение дальности элементов групповой цели в обзорных радиолокационных станциях с использованием оценочно-компенсационного подхода	79
Окоджи Д.Э., Голосов Д.А. Особенности нанесения тонких пленок сегнетоэлектриков при высокочастотном магнетроном распылении	87
Губчик И.Н., Иванов Н.Н. Методика вычислений на графических процессорах	94
<i>КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ</i>	
Кураев А.А., Матвеев В.В., Попкова Т.Л. Уравнения возбуждения волновода с продольно-нерегулярным заполнением магнитодиэлектриком	100

Корректор А.В. КОНДАКОВА

Компьютерный дизайн и верстка О.В. БОЙПРАВ

Подписано в печать 05.07.2018. Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная. Отпечатано на ризографе.

Усл. печ. л. 12,32. Уч.-изд. л. 10,7. Тираж 100 экз. Заказ 164.

Индекс для индивидуальной подписки 00787.

Индекс для ведомственной подписки 007872.

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

Отпечатано в БГУИР. ЛП № 02330/264 от 14.04.2014. 220013, г. Минск, ул. П. Бровки, 6.

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2018

DOKLADY BGUIR

Published twice quarterly

The journal has been published since January, 2003

Editor-In-Chief V. A. Bogush

Address of editorial office: P. Brovka Str., 6, Room 326, Minsk, 220013, Belarus

Phone number of editorial office: +375-17-293-88-41

Web-site: www.doklady.bsuir.by

E-mail: doklady@bsuir.by

CONTENTS

ELECTRONICS, RADIOPHYSICS, RADIOENGINEERING, INFORMATICS

Sergeev N.N., Uryadov V.N., Sheshporenok S.S. Attacks on passive optical networks from the subscriber end.....	5
Dymkov S.M., Markov A.V., Simankov V.I. Problems of management of multiobject systems of unmanned aerial vehicles and the ways of their solution.....	11
Barugu T.H. Thermal expansion of $(\text{FeIn}_2\text{S}_4)_{0.5}(\text{AgIn}_5\text{S}_8)_{0.5}$ single crystals.....	18
Joubko A.P., Yurtsev O.A., Naumovich N.M. Scanning in multimodule antenna arrays with stair-step amplitude-phase distribution element excitation	23
Belenkevich N.I., Ilyinkov V.A., Kukhmar D.A. Modeling of signals, linear links and responses of telecommunications and radioelectronics systems in frequency domain	29
Demyaniuk D.V., Chugai K.N., Maksimovitch Ye.S. Simulation model of signal reflected from subsurface object given the properties of concealing surface.....	37
Baglov A.V., Radionov A.A., Chubenko E.B., Zaycev V.A., Borisenko V.E. Installation for photocatalytic water purification from organic pollution in the flow reactor.....	45
Nevliudov I.Sh., Ponomaryova A.V., Funkendorf A.A., Khrustalev K.L. Mathematical model of technological process of permanent joints obtaining in the modular type robots construction.....	51
Sukalin K.S., Raichenok T.F., Gaponenko N.V., Shaidakova K.V., Lukonina I.V., Kholov P.A., Sveshnikov I.V., Soma Raju K.R.C. Sol-gel synthesis and transmission of $\text{BaTiO}_3/\text{SiO}_2$ multilayer coatings	58
Dao Dinh Ha, Stempitsky V.R. Frequency characteristics of integral Hall sensor.....	64

Egorov Yu.N., Gladeychuk V.V. Methodology of the numerical electrodynamic analysis of the two-element wire radiator	71
Kozlov S.V., Vu Thanh Ha Joint detection-measurement of the range of elements of the group target in the surveillance radar using the valuation and compensation method	79
Okojie J.E., Golosov D.A. Deposition features of ferroelectric thin films at high-frequency magnetron sputtering	87
Hubchyk I.N., Ivanov N.N. Method of computing on graphics processors	94
<i>SHORT NOTES</i>	
Kurayev A.A., Matveyenko V.V., Popkova T.L. The excitation equation of the longitudinally irregular waveguide with a magnetodielectric filling up	100

УДК 621.391.63

АТАКИ НА ПАССИВНЫЕ ОПТИЧЕСКИЕ СЕТИ СО СТОРОНЫ АБОНЕНТСКОГО ОКОНЧАНИЯ

Н.Н. СЕРГЕЕВ, В.Н. УРЯДОВ, С.С. ШИШПОРЁНОК

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 22 июня 2018

Аннотация. Проведен анализ принципов построения пассивных оптических сетей. Рассмотрены варианты атак на PON-сеть, а также атаки со стороны абонентского окончания. Проведена оценка возможности таких атак. Предлагается метод защиты от атак путем применения схемы WDM-PON.

Ключевые слова: пассивная оптическая сеть, защита информации, несанкционированный доступ, сетевая атака, угроза.

Abstract. The analysis of construction principles of passive optical networks was carried out. Options for attacks on PON-network and attacks from the subscriber were discussed. The possibility of such attacks was evaluated. Method of protection from attacks by use of scheme of WDM-PON was proposed.

Keywords: passive optical network, information security, unauthorized access, network attack, threat.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 114, No. 4, pp. 5-10
Attacks on passive optical networks from the subscriber end
N.N. Sergeev, V.N. Uryadov, S.S. Sheshporenok

Введение

Технология пассивных оптических сетей PON – молодая, постоянно развивающаяся технология, и на сегодняшний день имеется небольшая часть работ, затрагивающих вопросы надежности и живучести сетей связи, построенных на основе данной технологии. Под живучестью понимается свойство сети сохранять свою работоспособность под воздействием вредных факторов, способных вызвать повреждения отдельных ее участков.

Переход от электронных технологий к фотонным несет не только существенные преимущества, но и новые проблемы для информационной безопасности. Появляются новые возможные угрозы. Сегодня можно с легкостью вывести из строя весь сегмент сети, используя всего одну абонентскую розетку, или, к примеру, можно получить доступ к информации, передающейся по пассивной оптической сети, а зафиксировать эту утечку практически невозможно. Поэтому проблема повышения конфиденциальности информации в сетях, построенных на основе технологии PON, стремительно возрастает [1]. Целью работы является исследование возможности несанкционированного доступа к информации, передаваемой в пассивных оптических сетях, при атаках с соседних абонентских розеток.

Архитектура оптических сетей доступа

Под пассивными оптическими сетями (PON) понимают сети, в которых передача оптического сигнала между центральным узлом и множеством абонентских узлов осуществляется пассивными статическими компонентами, без усиления, регенерации/ретрансляции и т. п. активными компонентами. Суть технологии в том, что между приемопередающим модулем центрального узла OLT (Optical line terminal) и удаленными

абонентскими узлами ONT (Optical network terminal) создается полностью пассивная оптическая сеть, имеющая топологию дерева. В промежуточных узлах дерева размещаются пассивные оптические разветвители (сплиттеры) – компактные устройства, не требующие питания. Один приемопередающий модуль OLT позволяет передавать информацию множеству абонентских устройств ONT. Число ONT, подключенных к одному OLT, может быть настолько большим, насколько позволяет бюджет мощности и максимальная скорость приемопередающей аппаратуры. Принцип действия и основные элементы подробно рассмотрены в п. 5 ТКП 300.

Разновидности угроз в сетях PON

Для понимания содержания угрозы информации используется понятие сценария угрозы. Под сценарием угрозы будем понимать последовательность действий нарушителя (злоумышленника), направленных на получение доступа к конфиденциальной информации, и их техническое обеспечение. Используя электрические, акустические, электромагнитные и другие сигналы, злоумышленник по параметрам этих сигналов может получить доступ к передаваемой, хранимой или обрабатываемой информации. Под объектом информатизации будем понимать автоматизированные системы передачи различного уровня и назначения. В пассивной сети конфиденциальную информацию содержит внутренний и внешний трафик. Рассмотрим варианты атак в сетях PON, представленных на рис. 1.

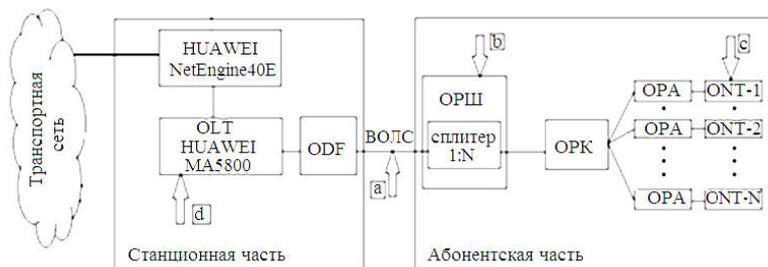


Рис. 1. Варианты атак в сетях PON: *a* – снятие информации с волоконно-оптической линии; *b* – атака на оптические разветвители; *c* – атака на оконечном оборудовании; *d* – атака на стыке сетей

Система безопасности PON сетей должна уметь противостоять такого рода угрозам [2]. Рассмотрим варианты атак на пассивную оптическую сеть [3]:

1. *Перехват информации с волоконно-оптической линии.* В местах изгиба и в местах сварных соединений оптического кабеля световые лучи могут выходить за его пределы. При повреждении изоляции оптического кабеля и подключении специальных средств для регистрации излучения с поверхности волокна злоумышленник получает доступ к данным, передающимся через оптический кабель. Зафиксировать утечку информации на концах кабеля практически невозможно. Угрозами информации в линиях связи являются: прослушивание каналов связи; повреждение кабельной линии связи; уничтожение или искажение информации, проходящей по линиям связи; внедрение ложных сообщений в общий поток, а также сетевых вирусов.

2. *Атака на оптические разветвители (сплиттеры).* Сплиттеры – это пассивные оптические «делители», которые устанавливаются в местах разветвления оптического кабеля в линии PON; могут быть установлены в общедоступных местах. Для их защиты применяются оптические распределительные шкафы в антивандальном исполнении, имеющие комбинированные замки.

3. *Атака на стыке сетей.* Центральный сервисный модуль линейного терминала OLT находится на стыке между локальной и глобальной сетями. Он содержит коммутатор/маршрутизатор 2, 3 уровня и системный контроллер, позволяющий оператору подключиться к системе управления: локально – через порт RS-232 (RJ-45) или дистанционно – через внешнюю сеть.

Угрозами на сети PON в оборудовании стыка сетей могут быть: ошибочные действия обслуживающего персонала; внесения изменений в программное обеспечение оборудования обслуживающим персоналом; несанкционированное копирование информации с носителей оконечного оборудования обслуживающим персоналом или пользователями.

4. *Атака на оконечное оборудование.* Основной особенностью всех PON сетей является то, что нисходящий поток достигает все оптические сетевые терминалы (ONT), подключенные к сети. Нисходящий поток (downstream) от центрального узла к абонентам идет на длине волны 1490 нм и 1550 нм для видео. Восходящие потоки (upstream) от абонентов идут на длине волны 1310 нм с использованием протокола множественного доступа с временным разделением TDMA. Следовательно, к каждому терминалу ONT приходят пакеты, адресованные терминалам ONT в пределах данного сплитера. ONT, используя множественный доступ с временным разделением, выбирает из потока адресованный ему пакет.

Очевидно, что злоумышленник после некоторых манипуляций с перепрограммированием ONT или подключением ПК с установленным специальным программным обеспечением к ONT может добиться того, что будет получать информацию, адресованную другим пользователям, всего лишь подобрав необходимый интервал. Это можно сделать с каждой оптической розетки (ОРА).

Используя всё ту же самую оптическую розетку, а доступ к ней получить весьма легко, злоумышленник так же может вывести из строя весь сегмент сети путем примитивного засвета лазером в линию. Это произойдет в том случае, когда мощность излучаемого в линию сигнала превысит допустимую мощность фотодиода OLT.

Снятие информации нисходящего потока достаточно просто реализуемо, поскольку обычный приемник обеспечивает прием сигнала любого приемника, если использовать другой временной интервал. Более сложно в реализации снятие информации контролируемого абонента с другой абонентской розетки, поскольку используется отраженный сигнал от ответвителя или разъемного соединения. При использовании отраженного сигнала необходимо учесть, что в пассивной оптической сети существуют возвратные потери в неоднородностях.

Рассмотрим модель участка сети длиной L (рис. 2), состоящего из n строительных длин l ($L = nl$) и одного разветвителя $1 \times m$ (m – количество абонентов). Затухание разветвителя α_p , в случае передачи информации от ONT-1 к ONT-2, будет весомым, а затухание сигнала на стыках α_c и затухание сигнала в разъемном соединении α_{pc} будут настолько малы, что их в данном случае можно не учитывать.



Рис. 2. Поток информации в пассивной оптической сети

Возвратные потери определяют долю оптической мощности, которая возвращается обратно к источнику оптического сигнала. Возвратные или обратные потери определяются в отраженном свете по выражению

$$\alpha_B = -10Lg \frac{P_{отр}}{P_{вх}} = -10Lg \frac{(n - n_c)^2}{n^2 + n_c^2}, [\text{дБ}], \quad (1)$$

где $P_{вх}$ и $P_{отр}$ – мощности падающего и отраженного излучения соответственно. Основным фактором, определяющим возвратные потери, являются френелевские отражения.

С этой позиции разветвитель характеризуется затуханием на ближнем конце, равным 50 дБ [4]. В соответствии с рекомендацией G984 уровни сигнала любого абонентского передатчика определены. Рассмотрим параметры волоконно-оптического интерфейса в восходящем направлении для класса сети А на различных скоростях (таблица).

Зависимость возбуждаемой мощности от скорости передачи в восходящем направлении

Скорость передачи в восходящем направлении	155,52 Мбит/с	622,08 Мбит/с	1244,16 Мбит/с
Минимум (MIN) средней возбуждаемой мощности	-6 дБм	-6 дБм	-3 дБм
Максимум (MAX) средней возбуждаемой мощности	0 дБм	-1 дБм	+2 дБм

На графике (рис. 3) приведены уровни сигналов, отраженных при использовании разветвителя.

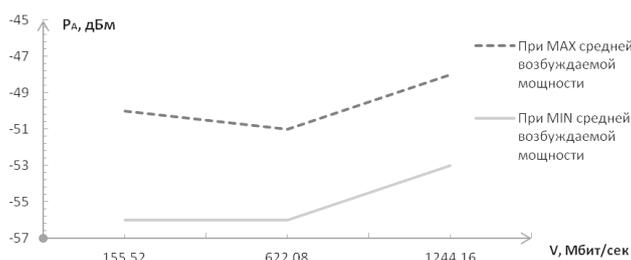


Рис. 3. Уровни отраженных сигналов на выходе ответвителя на разных скоростях

Для определения возможности принятия оптического сигнала на абонентской розетке, с которого снимается информация, рассчитаем чувствительность оптического приемника которую можно получить в квантовом пределе.

Квантовый предел детектирования определяется шумами, связанными с сигналами. Падающий на фотодиод стационарный световой поток генерирует пары носителей заряда как независимые случайные события. Такой процесс преобразования фотонов называется пуассоновским. Если за отрезок времени на фотодиод упадет оптическая энергия, равная в среднем ϵ_R , то следует ожидать, что будет создано N пар носителей заряда, следовательно [4]

$$E_R = \frac{N \cdot E_\phi}{\eta} = \frac{h \cdot c \cdot N}{\lambda \cdot \eta}. \quad (2)$$

Рассчитаем минимальную среднюю мощность на входе фотоприемника на разных скоростях для каждого N :

$$\overline{\Phi}_R = \frac{1}{2} \cdot E_R \cdot B. \quad (3)$$

Эти величины характеризуют квантовый предел детектируемости. Чувствительность в дБм на различных скоростях для каждого N определим выражением

$$P = 10 \lg \frac{\Phi_R}{10^{-3}}, \text{ дБм}. \quad (4)$$

Результаты расчета чувствительности приемника на различных скоростях и для разной вероятности ошибки приведены на рис. 4.

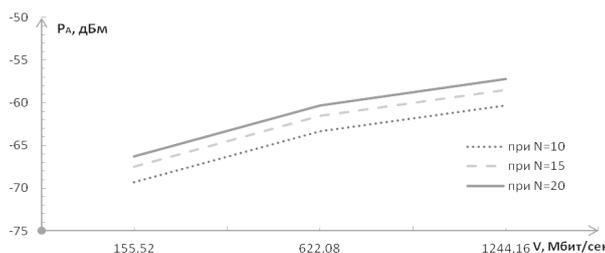


Рис. 4. Зависимость чувствительности фотоприемника от скорости передачи

Чем больше скорость передачи, тем больше требуемая минимальная средняя мощность фотоприемника, а с увеличением минимальной средней мощности фотоприемника его чувствительность уменьшается. Таким образом, для того чтобы воспользоваться отраженным сигналом и снять информацию абонента с другой соседней оптической розетки, достаточно, чтобы величина отраженного сигнала была теоретически в рамках квантового предела детектируемости.

Использование WDM технологии в пассивных оптических сетях для защиты от атак с абонентского окончания

WDM-PON – будущее технологии PON, использующая волновую сетку DWDM для размещения большого количества параллельных высокоскоростных каналов поверх одной структуры PON. WDM-PON предлагает альтернативу схеме передачи, основанной

на разделении во времени, как в GPON, схемой, где каждый ONT передает и принимает данные на определенной длине волны. Типичная архитектура WDM-PON будет заменять пассивные сплиттеры на волновые селективные фильтры, которые часто реализованы как решетка на основе массива волноводов (Arrayed Waveguide Grating – AWG).

AWG (решетка волновода) – это пассивный оптический прибор с особенной характеристикой, которая позволяет использовать AWG одновременно в роли мультиплексора и демultipлексора. Решетка AWG направляет каждую отдельную длину волны к одному выходному порту, отделяя несколько длин волн одновременно.

Вносимые потери в AWG около 4–5 дБ (независимо от количества каналов), и это гораздо меньше, чем у оптических кроссов. На рынке недавно появились холодные маршрутизаторы AWG, которые разработаны с термической компенсацией, и у которых применяются материалы с температурным коэффициентом [5].

Достоинства WDM-PON:

- абоненту предоставляется выделенная полоса для приёма и передачи (нет распределения на конкурентной основе);
- сигналы абонентов физически изолированы;
- эффективно используется волокно (до 64 абонентов на волокно);
- возможно значительное увеличение дальности связи (используя AWG с низкими потерями, вместо неэффективных с точки зрения потерь сплиттеров при стандартном для GPON бюджете в 28 дБ, можно подключать абонентов на расстоянии порядка 80 км).

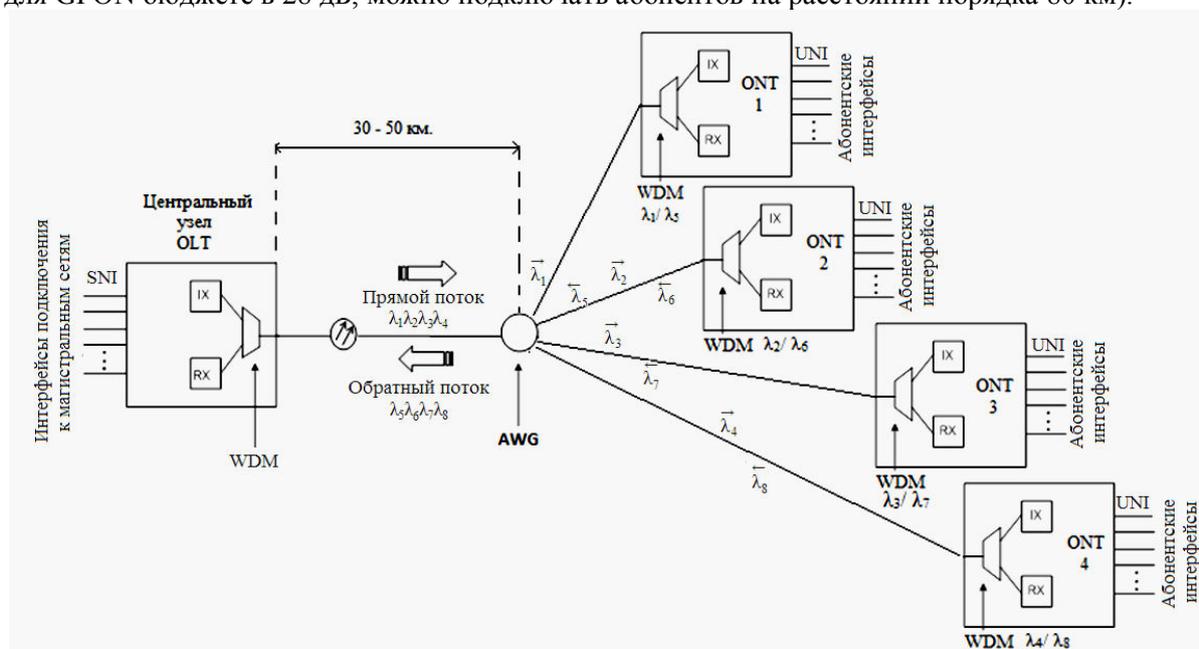


Рис. 5. PON с разделением абонентов по длине волны

Основной недостаток WDM-PON – высокая стоимость, так как требуются узкополосные передатчики, излучающие на заданной длине волны. Это особенно критично для абонентских устройств ONT, так как их стоимость напрямую влияет на стоимость абонентской линии. С одной стороны, проблема частично решается за счет унификации и уменьшения типов аппаратных компонент в оконечных устройствах (например, использование настраиваемых на заданную волну лазеров), с другой – не без оснований можно надеяться, что через несколько лет к моменту выхода стандарта стоимость оптических компонент для WDM-PON будет значительно ниже нынешнего уровня.

Заключение

Показано, что в стандартной сети PON возможен скрытый доступ к передаваемой информации при атаке с любой соседней оптической розетки. Выделяя тайм-слот прямого

и отраженного сигнала в оптическом сплиттере – обратного канала, достаточно, чтобы величина этого сигнала была теоретически в рамках квантового предела детектируемости.

Используя WDM-PON, можно избежать данной атаки на пассивные оптические сети со стороны абонентского окончания, так как каждому абоненту приходит сигнал на его длинах волн, при этом существенно увеличиваются еще и возможности сети: предоставление абоненту требуемой полосы пропускания, дальность связи, а также количество абонентов.

Список литературы

1. Птицын Г.А. Живучесть динамических сетей телекоммуникаций. М.: МТУСИ. 2008. 48 с.
2. Gutierrez D., Cho J., Kozovsky L.G. TDM-PON Security Issues: Upstream Encryption is Needed // Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference. California, USA, 25–29 March 2007.
3. Булавкин И.А. Вопросы информационной безопасности сетей PON // Технологии и средства связи. 2006. IW2. С. 104–108.
4. Рекомендация МСЭ-Т G.983.1. Широкополосные оптические сети доступа на базе пассивных оптических сетей.
5. Урядов В.Н., Алишев Я.В. Перспективные информационные технологии в волоконно-оптических сетях телекоммуникаций. Минск, 2003. 191 с.

References

1. Pticyn G.A. Zhivuchest' dinamicheskikh setej telekommunikacij. M.: MTUSI. 2008. 48 s. (in Russ.)
2. Gutierrez D., Cho J., Kozovsky L.G. TDM-PON Security Issues: Upstream Encryption is Needed // Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference. California, USA, 25–29 March 2007. (in Russ.)
3. Bulavkin I.A. Voprosy informacionnoj bezopasnosti setej PON // Tehnologii i sredstva svjazi. 2006. IW2. S. 104–108. (in Russ.)
4. Rekomendacija MSJe-T G.983.1. Shirokopolosnye opticheskie seti dostupa na baze passivnyh opticheskikh setej. (in Russ.)
5. Urjadov V.N., Alishev Ja.V. Perspektivnye informacionnye tehnologii v volokonno-opticheskikh setjah telekommunikacij. Minsk, 2003. 191 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

Сергеев Н.Н., аспирант кафедры инфокоммуникационных технологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Урядов В.Н., к.т.н., доцент, доцент кафедры инфокоммуникационных технологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Шишпорёнок С.С. магистрант кафедры инфокоммуникационных технологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Sergeev N.N., PG student of department of infocommunication technologies of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Uryadov V.N., PhD, associate professor, associate professor of department of infocommunication technologies of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Sheshporenok S.S. master student of department of infocommunication technologies of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293-23-30;
e-mail: uryadov@bsuir.by
Урядов Владимир Николаевич

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki st., 6
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-17-293-23-30;
e-mail: uryadov@bsuir.by
Uryadov Vladimir Nikolayvich

УДК 004.021

ЗАДАЧИ УПРАВЛЕНИЯ МНОГООБЪЕКТНЫМИ СИСТЕМАМИ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ И ПУТИ ИХ РЕШЕНИЯ

С.М. ДЫМКОВ, А.В. МАРКОВ, В.И. СИМАНЬКОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 5 октября 2017

Аннотация. Проведен обзор некоторых задач, возникающих при построении систем управления группами беспилотных летательных аппаратов (БПЛА). Рассмотрены возможные пути решения.

Ключевые слова: многообъектные системы управления, беспилотные летательные аппараты, транспортная задача, линейная задача о назначениях.

Abstract. Some problems arising in the construction of control systems for groups of unmanned aerial vehicles were analysed. Possible solutions are considered.

Keywords: multiobject control systems, unmanned aerial vehicles, transport problem, linear assignment problem.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 114, No. 4, pp. 11-17

**Problems of management of multiobject systems
of unmanned aerial vehicles and the ways of their solution
S.M. Dymkov, A.V. Markov, V.I. Simankov**

Введение

В настоящее время расширяется применение беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) в различных сферах человеческой деятельности. В начале развития беспилотной авиации каждый аппарат управлялся дистанционно операторами-пилотами. Человек как оператор ценен тем, что может принять решение в нестандартной ситуации, где автоматическая система даст сбой. Вместе с тем в контур управления вносится задержка человеческой реакции и возможность ошибки либо неоптимального решения. С развитием технических возможностей датчиков увеличивается количество БПЛА, решающих одну задачу. Это приводит к увеличению объемов передаваемой информации. Появляется необходимость в объединении и систематизации данных, передаваемых аппаратами, чтобы получить общую картину. С этой целью в настоящее время разрабатывается подход с использованием искусственного интеллекта и алгоритмов обработки больших объемов данных. Это позволяет решать задачу распознавания объектов, анализировать оперативную обстановку и оказывать помощь в принятии решений. Искусственный интеллект может предсказать вероятное развитие событий с учетом собранных данных.

На более низком уровне существует задача автоматического планирования маршрутов и управления БПЛА.

Необходимо производить расчет требуемого количества аппаратов, их типов в зависимости от вида задачи. Планировать маршруты таким образом, чтобы сэкономить время и ресурсы, а также избежать столкновений между БПЛА и окружающей средой. Чем больше количество объектов управления системы, тем сложнее организовать эффективный информационный обмен между операторами, если каждый БПЛА управляется вручную. Появляется необходимость в многообъектных автоматизированных системах управления (МОСУ) БПЛА. Предназначение таких систем состоит в том, чтобы снизить нагрузку

на оператора и повысить продуктивность каждого БПЛА и системы в целом по сравнению с ручным управлением. Снижение нагрузки достигается за счет делегирования задач на МОСУ, где участие человека не требуется либо менее эффективно. Например, планирование маршрутов для визуального наблюдения за множественными статичными наземными объектами; планирование траектории полета с учетом неголономных ограничений аппарата; прокладывание минимального пути с ограничением на радиус разворота и некоторые другие.

Рассмотрим более детальные формулировки задач для МОСУ БПЛА и возможные пути их решения.

Распределение целей между БПЛА с минимизацией суммарного пути

Необходимо распределить m целей между n однотипными БПЛА таким образом, чтобы минимизировать суммарный путь. В такой постановке данная задача является линейной задачей о назначениях. Входные данные: начальные координаты БПЛА и расположение целей.

Решение: составить $m \times n$ матрицу стоимости, элементами которой являются расстояния от начальных позиций БПЛА до целей. Найти минимум матрицы стоимости можно с использованием симплекс-методов, например, венгерского алгоритма, метода потенциалов. В зависимости от количества БПЛА и целей можно выделить два случая: а) $m \leq n$; б) $m > n$, т. е. целей больше, чем БПЛА.

На рис. 1 приведено решение данной проблемы методом потенциалов для случая $m \leq n$.

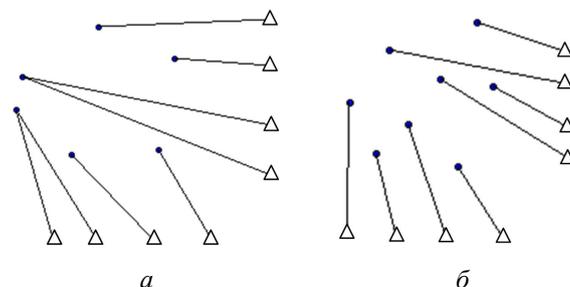


Рис. 1. Решение задачи назначения: а – $m < n$; б – $m \equiv n$

Как видно из рис. 1, решение не только обеспечивает минимальный суммарный путь, но и не содержит пересечений, что показано в [1].

Для случая $m > n$ решение зависит от порядка обхода целей. Решение симплекс методом для матрицы $m \times n$ таково, что маршруты прокладываются от исходной позиции БПЛА к цели. Если же БПЛА обходит цели без возврата на исходную позицию (рис. 2, пунктирная линия), то при движении к следующей цели точкой отправления является позиция текущей цели.

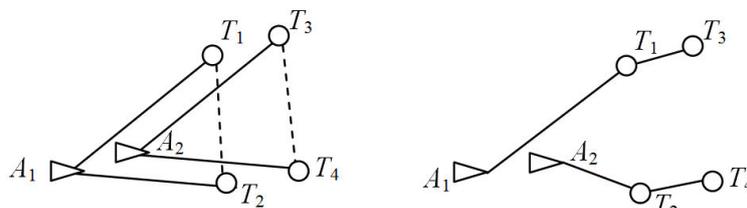


Рис. 2. Решение задачи назначения $m > n$

Этот маршрут уже может пересекаться с другим. В предложенной матрице стоимости нет элементов маршрутов от цели к цели. Если в матрицу стоимости добавить эти элементы, то ее размерность вырастет на количество целей m , а количество элементов соответственно на m^2 . Предлагается выполнить декомпозицию задачи и применить рекурсивный итерационный подход. Первой БПЛА выбирает цель с наименьшей стоимостью маршрута. Затем рассчитывается новая матрица стоимости, в которой координатами агентов будут координаты «занятых» на последней итерации целей. В качестве целей останутся только «свободные» цели. Далее происходит решение задачи на основе новой матрицы стоимости со штрафами на пересечение предыдущих маршрутов. И так до тех пор, пока не останется «свободных» целей [1]. В случае $m > n$ появляется задача устранения пересечений маршрутов.

Устранение пересечений маршрутов

Решение 1. Для решения этой задачи можно применить жадный метод с использованием выпуклой оболочки. На каждом шаге назначаются цели для одного БПЛА из отсортированного списка. Сортировка должна быть такой, чтобы маршрут БПЛА, построенный на предыдущем шаге, не пересекался с маршрутом текущего БПЛА. Строится выпуклая оболочка по координатам БПЛА и целей. Текущему БПЛА назначается $[n/m]$ целей, расположенных следом за ним на выпуклой оболочке по часовой или против часовой стрелки в зависимости от вида сортировки. Пример решения показан на рис. 3.

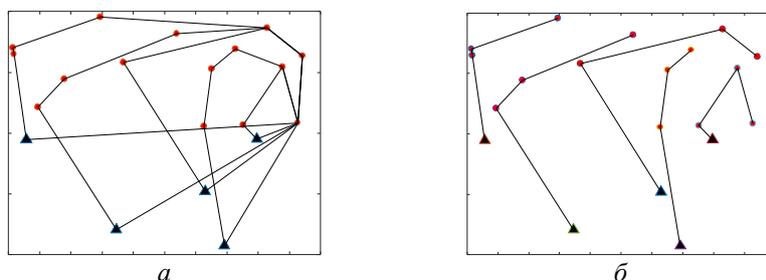


Рис. 3. Решение задачи назначения с помощью выпуклой оболочки $m > n$: *a* – выпуклые оболочки, построенные на всех шагах; *б* – назначение БПЛА (▲), целей (●)

Данная задача может иметь ограничения. Например, разнородные цели и соответствующие им БПЛА; ограничение на максимальный пройденный БПЛА путь; ограничение на радиус действия БПЛА. В данном случае эффективно применение подходов из целочисленного линейного программирования с ограничениями.

Решение 2. Разрешение конфликтов маршрутов на этапе планирования путем добавления промежуточных точек. Если планирование без конфликтов в пространстве невозможно или нерационально, тогда решение задачи заключается в поиске альтернативных маршрутов путем добавления дополнительных или распределения конфликтующих маршрутов на разные уровни высоты. Их количество должно быть также минимальным.

Данные о пересечении маршрутов могут быть представлены в виде матрицы пересечений $C[m][m] \in [0, 1]$, то есть, если элемент $C_{ij} = 1$, значит маршруты i -го и j -го агентов пересекаются. Другой способ представления пересечения маршрутов это граф. Здесь вершинами графа являются БПЛА, а ребра соединяют БПЛА, маршруты которых пересекаются. Эту задачу можно решить простым перебором, если количество агентов небольшое, и получить приемлемое решение. Можно применить алгоритм расцветки вершин графов. Алгоритм и его практическая реализация описаны в книге С.П. Иглина [2]. Решением этого алгоритма является назначение каждой вершине цветов (или в общем случае меток) таким образом, что любые две смежные вершины имеют разный цвет. В случае с маршрутами БПЛА цвета означают уровни высот. То, что смежные вершины имеют разные цвета, означает, что БПЛА с пересекающимися маршрутами будут иметь разные высоты. Пример использования алгоритма расцветки графов представлен на рис. 4. Вместо цветов используются фигуры.

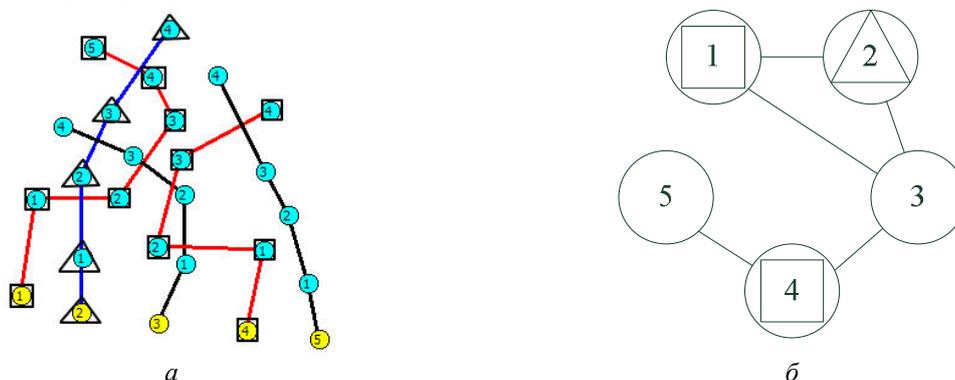


Рис. 4. Разрешение конфликтов маршрутов разнесением по высотам с помощью алгоритма расцветки графов: *a* – маршруты; *б* – соответствующий граф

Чтобы разрешить конфликты маршрутов без разнесения по разным высотам, можно применить алгоритм выпуклой оболочки. Для этого нужно построить выпуклую оболочку, охватывающую точки пересекающихся маршрутов, и добавить ее точки в маршрут одного из БПЛА так, чтобы он огибал маршрут другого. На каждой итерации разрешается конфликтная ситуация между двумя БПЛА. А именно, выбирается путь, который не приводит к новым пересечениям и не создает новых пересечений с другими маршрутами на соответствующей высоте. Возможны четыре комбинации: обход по часовой стрелке или против нее для каждого из двух БПЛА. Например, на рис. 5 построена выпуклая оболочка по точкам двух маршрутов и по ней построен альтернативный маршрут с добавлением точки P_1 .

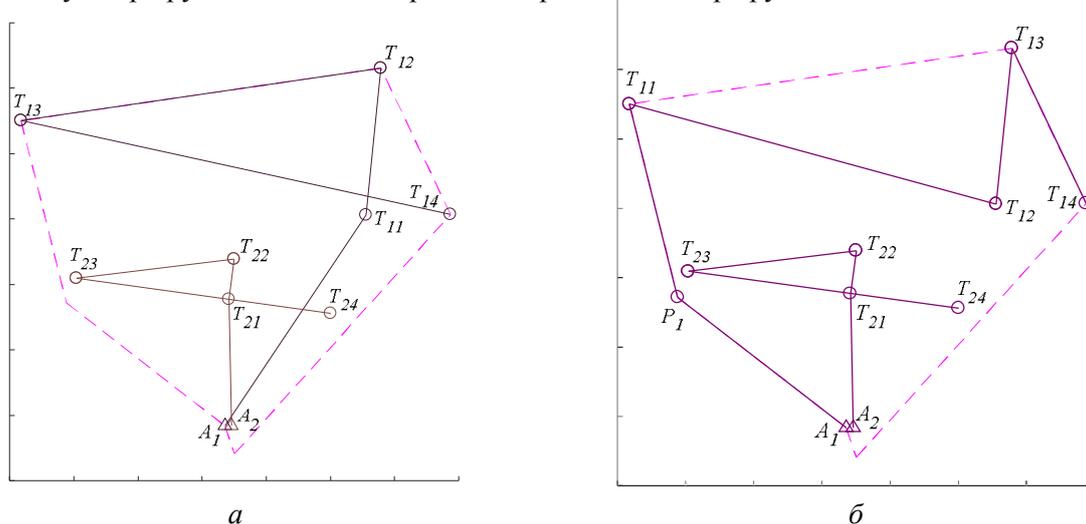


Рис. 5. Разрешение конфликтов изменением маршрутов с помощью алгоритма выпуклой оболочки: a – исходные маршруты на разных высотах; b – измененные маршруты на одной высоте

Решение 3. Также возможно применить теорию кос [3] для разрешения конфликтов (рис. 6). Алгоритм работает по принципу расчески. Расческа последовательно проходит между косами. Если косы спутаны, то расческа выправляет их. Применительно к маршрутам, процесс «расчесывания» выполняется алгоритмом линии развертки (sweep line algorithm). Вертикальная линия последовательно и дискретно перемещается по оси x , останавливаясь на точках пересечения и изменения направления маршрутов. В этих точках производятся манипуляции с маршрутами для исключения их пересечений.

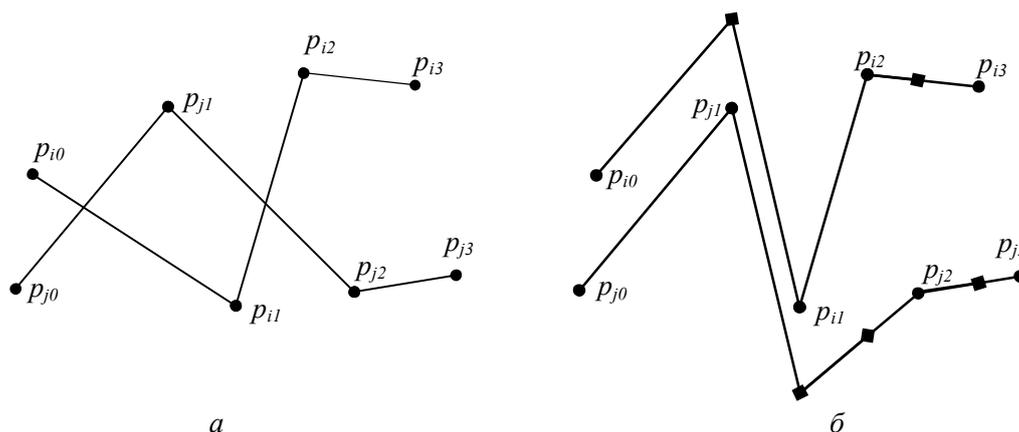


Рис. 6. Разрешение конфликтов изменением маршрутов с помощью алгоритма, использующего теорию кос: a – исходные маршруты; b – измененные маршруты

Очевидно, что построение альтернативных маршрутов увеличивает суммарный путь и разнесение по высотам имеет ограничения по количеству слоев. Однако можно повысить эффективность планирования с помощью имитационного моделирования полета по времени. Для этого требуется создать модель полетной миссии в специальной среде (Anylogic, MATLAB, GNU Octave и пр.). Входные данные – это координаты целей и исходные

координаты БПЛА. Задается минимальное безопасное расстояние, на которое могут сближаться БПЛА. Оно зависит от факторов неопределенности – ошибки контура управления положением, обусловленной неточностями измерения и управления, внешними возмущениями. Образуется некоторая окружность, содержащая множество возможных координат БПЛА в момент времени. В ходе моделирования выявляются аппараты, чьи окружности пересекаются. Затем задача разрешения конфликтов решается только для этих БПЛА.

Распределение целей между БПЛА с оптимизацией по времени

Необходимо минимизировать максимальное значение длины маршрута. Смысл такой минимаксной задачи в том, чтобы снизить общее время миссии по достижению всех целей. Данная задача, в некотором смысле, – эквивалент линейной задачи о назначениях в узких местах.

Решение. Один из эффективных способов решения – это пороговый алгоритм Гарфинкеля. Он включает в себя проверку двудольного графа на наличие совершенного паросочетания. Можно использовать алгоритм Хопкрофта-Карпа для поиска наибольшего паросочетания с проверкой, является ли оно совершенным. Данная задача, алгоритм ее решения и его практическая реализация описаны в [4]. Также есть реализации на основе Венгерского алгоритма [5].

Планирование временного графика обслуживания однородных целей

Задача состоит в том, чтобы, имея m БПЛА, обслужить n целей за минимальное время. Каждый БПЛА затрачивает на каждую цель время $t_{ij} = t_{Tij} + t_{Sj}$, где $i = 1 \dots m, j = 1 \dots n$; t_{Tij} – время на достижение j -й цели i -м БПЛА, t_{Sj} – время обслуживания j -й цели.

Решение. Решением задачи является временной график для каждого БПЛА. Одним из эффективных способов решения данной задачи является алгоритм аукционов на основе консенсуса между парой БПЛА (consensus-based auction algorithm – СВВА) и его обобщения на проблему множественного назначения (consensus-based bundle algorithm – СВВА) [6]. Эти алгоритмы используют рыночную стратегию принятия решений как механизм децентрализованного выбора и используют консенсусную процедуру, основанную на локальной связи, в качестве механизма разрешения конфликта для достижения соглашения между БПЛА о выигрышных значениях критериев качества и соответствующих назначениях. Оба алгоритма обеспечивают бесконфликтное назначение, как видно на рис. 7, а. На рис. 7, б представлен временной график для каждого БПЛА.

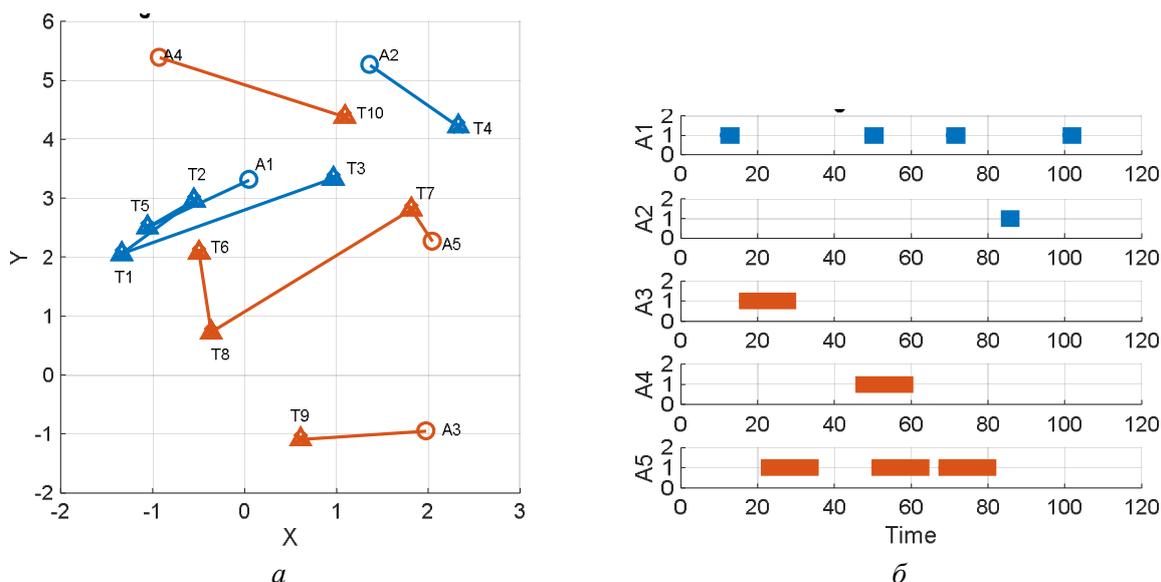


Рис. 7. Выход алгоритма СВВА: а – маршруты БПЛА; б – расписание

СВАА и СВВА алгоритмы обеспечивают эффективные решения, без конфликтов, которые являются устойчивыми как к несоответствиям в ситуационной осведомленности по отношению к другим БПЛА группы, так и к изменениям в топологии их сети связи.

Оперативное разрешение конфликтов

Предыдущие задачи решаются на этапе планирования миссии. Возможны непредусмотренные конфликты, которые требуется разрешать оперативно. Например, появление другого летательного аппарата, не принадлежащего группе. Существуют алгоритмы, прогнозирующие столкновения между БПЛА на основе данных систем распознавания, и основываясь на их текущих скоростях, положениях и курсах. План полета оперативно меняется с учетом возникшей обстановки, чтобы избежать столкновения.

Решение. Один из таких алгоритмов – Reciprocal Velocity Obstacle (RVO) [7], концепция которого представлена на рис. 8.

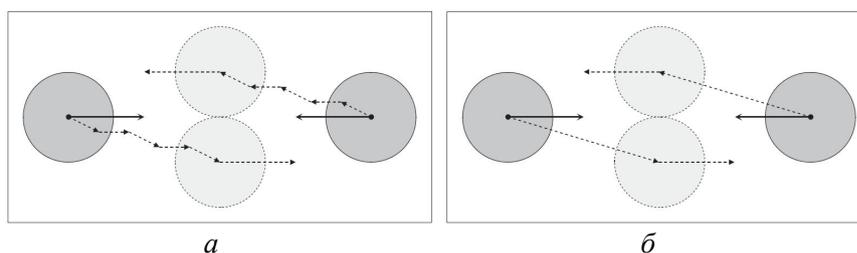


Рис. 8. Траектории оперативного разрешения конфликтов БПЛА с противоположными курсами полета:
а – Velocity Obstacle; б – Reciprocal Velocity Obstacle

Данный алгоритм является модификацией алгоритма Velocity Obstacle (VO) [8]. RVO не содержит нежелательных колебаний траектории, характерных для VO.

Заключение

Сложная миссия в своей исходной постановке может оказаться слишком трудной, если решать ее прямо как одну большую задачу. Уменьшить сложность задачи можно методом декомпозиции, то есть разложить ее на более простые подзадачи, которые рассматриваются в данной статье. Предложенные к ним решения не являются универсальными, а одними из возможных, подходящих для конкретной ситуации. Нельзя предсказать, какой из методов окажется оптимальным в определенных условиях.

Некоторые задачи в отрыве от основной миссии являются достаточно абстрактными. Их самостоятельное применение в реальных условиях весьма ограничено. Обычно они являются частью сложной миссии.

Разнообразие постановок миссий для МОСУ можно объяснить тем, что каждая аппаратная платформа накладывает свои особенности. Также развивающиеся возможности техники постоянно меняют условия задач, некоторые из требований становятся неактуальными, появляются новые. Все это ведет к появлению задач, для которых еще не существует эффективного решения. Поэтому при описании типовых задач рассмотрены не только существующие опубликованные методы, но и некоторые идеи, потенциально эффективные при разработке решения новых задач или уже существующих, но в новой постановке.

Список литературы

1. Дымков С.М., Марков А.В., Симаньков В.И. Решение транспортной задачи для многообъектной системы беспилотных аппаратов // Доклады БГУИР. 2017. № 7 (109). С. 73–77.
2. Иглин С.П. Математические расчеты на базе MATLAB. СПб.: БХВ-Петербург, 2005 640 с.
3. Сосинский А. Косы и узлы // Квант. 1989. № 2. С. 6–14.
4. Burkard R., Dell'Amico M., Martello S. Assignment Problems., Philadelphia, PA, USA, 2009. 386 p.
5. Pramendra Singh Pundir, Sandeep Kumar Porwal, Brijesh P. Singh. A New Algorithm for Solving Linear Bottleneck Assignment Problem // J. of Institute of Science and Technology. 2015. № 20(2). P. 101–102.

6. Choi H.-L., Brunet L., How J.P. Consensus-Based Decentralized Auctions for Robust Task Allocation // IEEE Transactions on Robotics. 2009. Vol. 25, № 4. P. 912–926.
7. Jur van den Berg, Ming C. Lin, Dinesh Manocha. Reciprocal Velocity Obstacles for Real-Time Multi-Agent Navigation // Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation. 2008. DOI: 10.1109/ROBOT.2008.4543489.
8. Fiorini P., Shiller Z. Motion planning in dynamic environments using velocity obstacles // Int. J. of Robotics Research. 1998. Vol. 17, № 7. P. 760–772.

References

1. Dymkov S.M., Markov A.V., Siman'kov V.I. Reshenie transportnoj zadachi dlja mnogoob'ektnoj sistemy bespilotnyh apparatov // Doklady BGUIR. 2017. № 7 (109). S. 73–77. (in Russ.)
2. Iglin S.P. Matematicheskie raschety na baze MATLAB. SPb.: BHV-Peterburg, 2005 640 s. (in Russ.)
3. Sosinskij A. Kosy i uzly // Kvant. 1989. № 2. S. 6–14. (in Russ.)
4. Burkard R., Dell'Amico M., Martello S. Assignment Problems., Philadelphia, PA, USA, 2009. 386 p.
5. Pramendra Singh Pundir, Sandeep Kumar Porwal, Brijesh P. Singh. A New Algorithm for Solving Linear Bottleneck Assignment Problem // J. of Institute of Science and Technology. 2015. № 20(2). P. 101–102.
6. Choi H.-L., Brunet L., How J.P. Consensus-Based Decentralized Auctions for Robust Task Allocation // IEEE Transactions on Robotics. 2009. Vol. 25, № 4. P. 912–926.
7. Jur van den Berg, Ming C. Lin, Dinesh Manocha. Reciprocal Velocity Obstacles for Real-Time Multi-Agent Navigation // Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation. 2008. DOI: 10.1109/ROBOT.2008.4543489.
8. Fiorini P., Shiller Z. Motion planning in dynamic environments using velocity obstacles // Int. J. of Robotics Research. 1998. Vol. 17, № 7. P. 760–772.

Сведения об авторах

Дымков С.М., научный сотрудник группы по контролю над наукой в лабораториях Темасек Национального университета Сингапура.

Марков А.В., к.т.н., доцент, заведующий кафедрой систем управления Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Симаньков В.И., аспирант кафедры систем управления Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Dymkov S.M., research scientist of control science Group at Temasek laboratories of National university of Singapore.

Markov A.V., PhD, associate professor, head of control systems department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Simankov V.I., PG student of control systems department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293-86-03;
e-mail: markov@bsuir.by
Марков Александр Владимирович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki st., 6
Belarusian state university
of informatics and radio electronics
tel. +375-17-293-86-03;
e-mail: markov@bsuir.by
Markau Aliaksandr Uladzimiravich

УДК 621.315.592

ТЕПЛОВОЕ РАСШИРЕНИЕ МОНОКРИСТАЛЛОВ $(\text{FeIn}_2\text{S}_4)_{0,5} \cdot (\text{AgIn}_5\text{S}_8)_{0,5}$

Т.Г. БАРУГУ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 6 декабря 2017

Аннотация. Направленной кристаллизацией расплава выращены монокристаллы $(\text{FeIn}_2\text{S}_4)_{0,5} \cdot (\text{AgIn}_5\text{S}_8)_{0,5}$, определен их состав и структура. Установлено, что полученные монокристаллы кристаллизуются в кубической структуре шпинели. Методом наименьших квадратов рассчитан параметр элементарной ячейки. Дилатометрическим методом измерено тепловое расширение, определен коэффициент теплового расширения. Проведен расчет температуры Дебая и среднеквадратичных динамических смещений атомов для выращенных монокристаллов.

Ключевые слова: монокристаллы, кристаллическая структура, параметр элементарной ячейки, коэффициент теплового расширения, температура Дебая.

Abstract. $(\text{FeIn}_2\text{S}_4)_{0,5} \cdot (\text{AgIn}_5\text{S}_8)_{0,5}$ single crystals have been grown with method of directional crystallization. Their composition and structure were determined. It is seen that the pointed compounds and solid solutions are crystallized in the spinel cubic structure. The elementary cell parameters was calculated with the least square method. The thermal expansion was measured by a dilatometric method, the coefficient of thermal expansion was determined. Debye temperature and the mean square dynamic displacements of atoms for grown single crystals were calculated.

Keywords: single crystals, crystal structure, elementary cell parameter, thermal expansion coefficient, Debye temperature.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 114, No. 4, pp. 18-22

Thermal expansion of $(\text{FeIn}_2\text{S}_4)_{0,5} \cdot (\text{AgIn}_5\text{S}_8)_{0,5}$ single crystals

T.H. Barugu

Введение

Тройное соединение FeIn_2S_4 относится к магнитным полупроводникам типа $\text{M}^{\text{III}}\text{C}^{\text{VI}}_2$ ($\text{M} - \text{Mn, Fe}$), $\text{B}^{\text{III}} - \text{Ga, In, Al}$; $\text{C}^{\text{VI}} - \text{S, Se}$). Указанное соединение кристаллизуется в кубической структуре (тип шпинели) и является перспективным материалом для создания на его основе различных функциональных устройств, управляемых магнитным полем [1–7].

Соединение AgIn_5S_8 относится к дефектным полупроводникам с концентрацией вакансий в катионной подрешетке ~ 25 %. Кристаллы указанного соединения перспективны для создания широкополосных фотопреобразователей естественного излучения, солнечных элементов, светодиодов линейно-поляризованного излучения, электрооптических модуляторов, и других устройств микро- и оптоэлектроники [8, 9].

В настоящей работе впервые представлены результаты исследования теплового расширения монокристаллов $(\text{FeIn}_2\text{S}_4)_{0,5} \cdot (\text{AgIn}_5\text{S}_8)_{0,5}$.

Методика эксперимента

Монокристаллы $(\text{FeIn}_2\text{S}_4)_{0,5} \cdot (\text{AgIn}_5\text{S}_8)_{0,5}$ выращивали направленной кристаллизацией расплава (вертикальный метод Бриджмена). Для выращивания использовали

поликристаллические слитки, синтезированные двухтемпературным методом. В этом методе ампулу помещают в двухзонную горизонтальную печь, температуру зон которой можно регулировать независимо друг от друга, а металлические компоненты и сера находятся в разных частях кварцевой ампулы. Предварительно ампулы проходили химико-термическую обработку (травление в плавиковой кислоте, затем в смеси $\text{HNO}_3:\text{HCl} = 1:3$, после чего их промывали в дистиллированной воде с последующим отжигом в вакууме при температуре 1270 К). Такая обработка ампул способствует устранению примесей, которые содержатся на поверхности кварцевой ампулы.

Элементарные компоненты (железо, серебро и индий) чистотой $> 999,999\%$ загружали в кварцевую лодочку, которую располагали в одном конце кварцевой ампулы. В противоположном ее конце находилась сера, взятая с избытком от стехиометрии, необходимым для создания давления ее паров над расплавом $\sim 2,0$ атм. После откачки ампулы до остаточного давления $\sim 10^{-3}$ Па ее отпаивали от вакуумной системы и располагали в горизонтальной двухзонной печи таким образом, чтобы лодочка с металлическими компонентами находилась в «горячей» зоне печи, где температуру устанавливали ~ 1390 К, сера – в «холодной» зоне, температуру которой повышали со скоростью ~ 100 К/ч до 680 К и выдерживали в течение 2 ч (для протекания реакции между металлическими компонентами и парами серы). Для более полного протекания этой реакции температуру «холодной» зоны с такой же скоростью повышали до 900 К с повторной выдержкой в течение 1 ч. По истечении указанного времени температуру «горячей» зоны понижали со скоростью 50 К/ч до 800 К и печь отключали от сети.

Полученные слитки измельчали и загружали в двойные кварцевые ампулы, из которых внутренняя ампула заканчивалась цилиндрическим капилляром, который обеспечивал формирование монокристаллической затравки. К наружной ампуле снизу приваривали кварцевый стержень, служивший держателем. После вакуумирования ампулы ее помещали в вертикальную однозонную печь с заданным температурным градиентом, в которой проводили выращивание монокристаллов. Температуру печи повышали до ~ 1390 К, и для гомогенизации расплава ампулу выдерживали при этой температуре 2 ч. После указанного времени выдержки проводили направленную кристаллизацию расплава, понижая температуру печи со скоростью ~ 2 К/ч до 1100 К. Для гомогенизации полученных слитков их отжигали при указанной температуре в течение 500 ч. Выращенные в таких условиях монокристаллы имели диаметр ~ 16 мм и длину ~ 45 мм, были однородными и гомогенными, что было установлено методами микрорентгеноспектрального и рентгеновского анализов.

Состав полученных монокристаллов определяли с помощью микронзондового рентгеноспектрального анализа, который проводили на установке «Самеса-SX100».

Структуру выращенных кристаллов определяли рентгеновским методом. Угловые положения линий дифракционного спектра записывали на рентгеновском дифрактометре ДРОН-3М в $\text{CuK}\alpha$ -излучении с графитовым монохроматором. Образцы для измерений готовили путем измельчения кристаллов и последующей их запрессовкой в специальном держателе. Для снятия механических напряжений, возникающих при растрении монокристаллов, проводили их отжиг в вакууме при температуре 700 К в течение 2 ч.

Измерение теплового расширения проводили на кварцевом дилатометре в интервале температур 80–450 К на образцах со средними размерами $10 \times 4 \times 3$ мм³.

Результаты и их обсуждение

Результаты микронзондового рентгеноспектрального анализа показали, что содержание элементов в выращенных монокристаллах ($\text{Fe}:\text{Ag}:\text{In}:\text{S} = 4.88:4.92:33.12:57.08$) согласуется с заданным составом в исходной шихте ($\text{Fe}:\text{Ag}:\text{In}:\text{S} = 4.76:4.76:33.34:57.14$).

Дифрактограмма, углы отражения (2θ), межплоскостные расстояния (d), относительные интенсивности рефлексов (I/I_0), индексы Миллера плоскостей (hkl) для $(\text{FeIn}_2\text{S}_4)_{0.5}(\text{AgIn}_5\text{S}_8)_{0.5}$ представлены на рис. 1 и в табл. 1.

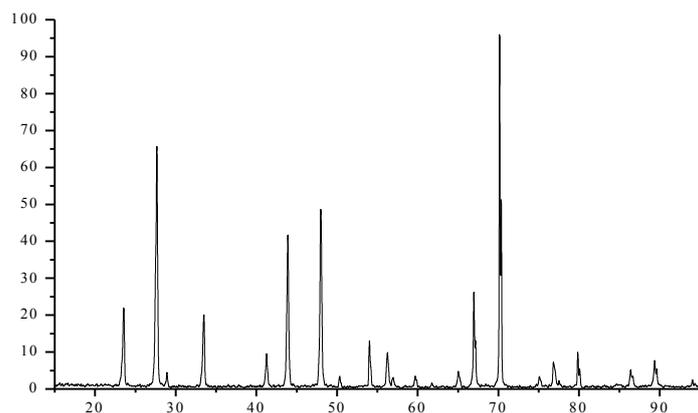


Рис. 1. Дифрактограмма кристаллов $(\text{FeIn}_2\text{S}_4)_{0,5} \cdot (\text{AgIn}_5\text{S}_8)_{0,5}$

Таблица 1. Результаты рентгеновского анализа кристаллов $(\text{FeIn}_2\text{S}_4)_{0,5} \cdot (\text{AgIn}_5\text{S}_8)_{0,5}$

$2\theta_{\text{эксп.}}$, град	$2\theta_{\text{расч.}}$, град	$d_{\text{эксп.}}$, Å	$d_{\text{расч.}}$, Å	I/I_0 , %	hkl
23,44	23,45	3,79	3,79	22	220
27,59	27,57	3,231	3,233	67	311
28,82	28,82	3,0951	3,0951	22	222
33,39	33,40	2,68120	2,6814	20	400
41,24	41,22	2,1867	2,1882	10	422
43,85	43,83	2,0624	2,0637	42	511
47,98	47,96	1,8945	1,8952	48	440
50,31	50,30	1,8121	1,8124	4	531
54,04	54,05	1,6960	1,6958	13	620
56,22	56,21	1,6348	1,6350	10	533
56,93	56,91	1,6161	1,6165	3	622
59,70	59,70	1,5475	1,5475	4	444
61,74	61,73	1,5012	1,5014	2	551
65,04	65,04	1,4328	1,4328	5	642
66,97	66,98	1,3961	1,3959	26	731
70,16	70,16	1,3402	1,3402	100	800
76,93	76,94	1,2383	1,2381	2	751
77,55	77,55	1,2299	1,2299	2	662
79,95	79,96	1,1989	1,1988	10	840
86,51	86,52	1,1241	1,1236	5	931
89,48	89,48	1,0943	1,0943	9	844
94,20	94,21	1,0515	1,0514	12	10,2,0,
95,99	95,99	1,0366	1,0366	5	773

Видно, что на указанной дифрактограмме присутствует система линий, характерная для кубической структуры (тип шпинели). Результаты измерений теплового расширения представлены на рис. 2.

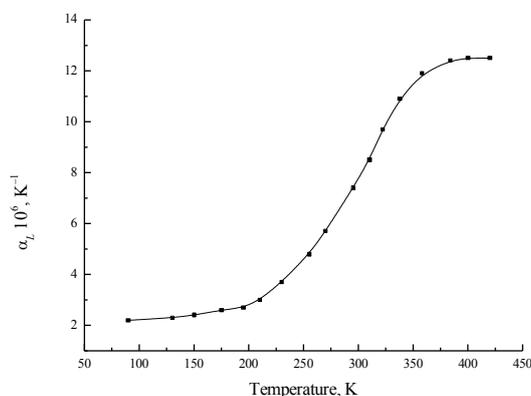


Рис. 2. Температурная зависимость коэффициента теплового расширения (α_L) монокристаллов $(\text{FeIn}_2\text{S}_4)_{0,5} \cdot (\text{AgIn}_5\text{S}_8)_{0,5}$

Анализ полученных результатов показывает, что коэффициент теплового расширения (α_L) для монокристаллов $(\text{FeIn}_2\text{S}_4)_{0,5}(\text{AgIn}_5\text{S}_8)_{0,5}$ мало изменяется в интервале температур 90–200 К ($2,31\text{--}2,70$) $\cdot 10^{-6}$ К⁻¹, затем происходит резкий рост α_L вплоть до $\sim 12\cdot 10^{-6}$ К⁻¹ (~ 390 К), после чего температура на величину α_L оказывает слабое влияние.

Полученные значения коэффициента теплового расширения были использованы для расчета характеристической температуры Дебая и среднеквадратичных динамических смещений атомов по следующим формулам:

$$\Theta_D^\alpha = \frac{14,3}{\alpha_L^{1/2} A^{1/2} V^{1/3}}, \quad (1)$$

$$\sqrt{u^2} = \frac{4,3 \cdot 10^{-14} \left[\frac{D(\Theta_D / T)}{\Theta_D / T} + \frac{1}{4} \right]}{A \Theta_D}, \quad (2)$$

где α_L – коэффициент теплового расширения, К⁻¹; Θ_D^α – температура Дебая; $\sqrt{u^2}$ – среднеквадратичные динамические смещения атомов; A – средняя атомная масса, г; V – средний атомный объем, см³; $D(\theta/T)$ – функция Дебая.

Данные расчетов величин Θ_D^α и $\sqrt{u^2}$ по формулам (1) и (2) представлены в табл. 2. Видно, что с ростом температуры значения температуры Дебая уменьшаются, а среднеквадратичные динамические смещения атомов увеличиваются. Такое поведение указанных величин свидетельствует об ослаблении химической связи в монокристаллах $(\text{FeIn}_2\text{S}_4)_{0,5}(\text{AgIn}_5\text{S}_8)_{0,5}$.

Таблица 2. Коэффициенты теплового расширения, температуры Дебая и среднеквадратичные динамические смещения атомов для $(\text{FeIn}_2\text{S}_4)_{0,5}(\text{AgIn}_5\text{S}_8)_{0,5}$

T , К	$\alpha_L \cdot 10^{-6}$, К ⁻¹	Θ_D , К	$\sqrt{u^2}$, Å	T , К	$\alpha_L \cdot 10^{-6}$, К ⁻¹	Θ_D , К	$\sqrt{u^2}$, Å
90	2,31	327	0,090	268	5,72	207	0,209
98	2,32	326	0,091	290	7,35	183	0,245
128	2,37	322	0,102	308	8,53	170	0,270
148	2,40	320	0,109	321	9,66	159	0,293
175	2,55	311	0,119	339	10,96	159	0,321
196	2,69	303	0,129	360	11,90	144	0,344
210	3,00	287	0,140	382	12,41	141	0,357
230	3,72	257	0,161	401	12,52	140	0,373
253	4,80	226	0,188	420	12,60	139	0,383

Заключение

Методом Бриджмена выращены монокристаллы $(\text{FeIn}_2\text{S}_4)_{0,5}(\text{AgIn}_5\text{S}_8)_{0,5}$. Методом микронного рентгеноспектрального анализа определен состав выращенных монокристаллов, рентгеновским методом – кристаллическая структура. Установлено, что полученные монокристаллы кристаллизуются в кубической структуре шпинели. Дилатометрическим методом измерено тепловое расширение указанных монокристаллов и определен их коэффициент теплового расширения, рассчитаны температуры Дебая и среднеквадратичные динамические смещения атомов.

Список литературы

1. Electrical spin injection in a ferromagnetic semiconductor heterostructure / D.K. Young [et al.] // Nature. 1999. Vol. 402, № 6763. P. 790–797.
2. Нифтиев Н.Н., Тагиев О.Б., Рустамов А.Г. Оптические свойства монокристаллов MnGa_2S_4 // ФТП. 1990. Т. 24, № 4. С. 758–760.

3. Четверные твердые растворы $(\text{FeIn}_2\text{S}_4)_x(\text{MnIn}_2\text{S}_4)_{1-x}$ и фоточувствительные структуры на их основе / И.В. Боднар [и др.] // ФТП. Т. 45, № 7. С. 941–946.
4. Determination of the dielectric function of MnIn_2S_4 single crystals by spectroscopic ellipsometry / M. Leon [et al.] // J. Phys. Chem. Solids. 2012. Vol. 73, № 6. P. 720–723.
5. Reil S., Haeuseler H. Materials with layered structures X¹: subsolidus phase diagram of the system $\text{FeIn}_2\text{S}_4\text{–FeIn}_2\text{Se}_4$ // J. Alloys Compounds. 1998. Vol. 270, № 1–2. P. 83–87.
6. Боднар И.В. Ширина запрещенной зоны твердых растворов $(\text{FeIn}_2\text{S}_4)_{1-x}(\text{In}_2\text{S}_3)_x$ // ФТП. 2014. Т. 48, № 9. С. 1194–1197.
7. Optical and electrical properties of CuIn_5S_8 and AgIn_5S_8 single crystals / A. Usujima [et al.] // Jpn. J. Appl. Phys. 1981. Vol. 20, № 7. P. L505–L507.
8. Физические свойства монокристаллов твердых растворов $\text{Cu}_x\text{Ag}_{1-x}\text{In}_5\text{S}_8$ и поверхностно-барьерных структур на их основе / И.В. Боднар [и др.] // ФТП. 1998. Т. 32, № 9. С. 1043–1046.
9. Получение и исследование гетеропереходов $\text{AgIn}_5\text{S}_8/(\text{InSe}, \text{GaSe})$ / И.В. Боднар [и др.] // ФТП. 1999. Т. 33, № 7. С. 805–809.

References

1. Electrical spin injection in a ferromagnetic semiconductor heterostructure / D.K. Young [et al.] // Nature. 1999. Vol. 402, № 6763. P. 790–797.
2. Niftiev N.N., Tagiev O.B., Rustamov A.G. Opticheskie svoystva monokristallov MnGa_2S_4 // FTP. 1990. Т. 24, № 4. С. 758–760. (in Russ.)
3. Chetvernye tverdye rastvory $(\text{FeIn}_2\text{S}_4)_x(\text{MnIn}_2\text{S}_4)_{1-x}$ i fotochuvstvitel'nye struktury na ih osnove / I.V. Bodnar' [i dr.] // FTP. Т. 45, № 7. С. 941–946. (in Russ.)
4. Determination of the dielectric function of MnIn_2S_4 single crystals by spectroscopic ellipsometry / M. Leon [et al.] // J. Phys. Chem. Solids. 2012. Vol. 73, № 6. P. 720–723.
5. Reil S., Haeuseler H. Materials with layered structures X¹: subsolidus phase diagram of the system $\text{FeIn}_2\text{S}_4\text{–FeIn}_2\text{Se}_4$ // J. Alloys Compounds. 1998. Vol. 270, № 1–2. P. 83–87.
6. Bodnar' I.V. Shirina zapreshhennoj zony tverdyh rastvorov $(\text{FeIn}_2\text{S}_4)_{1-x}(\text{In}_2\text{S}_3)_x$ // FTP. 2014. Т. 48, № 9. С. 1194–1197. (in Russ.)
7. Optical and electrical properties of CuIn_5S_8 and AgIn_5S_8 single crystals / A. Usujima [et al.] // Jpn. J. Appl. Phys. 1981. Vol. 20, № 7. P. L505–L507.
8. Fizicheskie svoystva monokristallov tverdyh rastvorov $\text{Cu}_x\text{Ag}_{1-x}\text{In}_5\text{S}_8$ i poverhnostnobar'ernyh struktur na ih osnove / I.V. Bodnar' [i dr.] // FTP. 1998. Т. 32, № 9. С. 1043–1046. (in Russ.)
9. Poluchenie i issledovanie geteroperehodov $\text{AgIn}_5\text{S}_8/(\text{InSe}, \text{GaSe})$ / I.V. Bodnar' [i dr.] // FTP. 1999. Т. 33, № 7. С. 805–809. (in Russ.)

Сведения об авторе

Баругу Т.Г., аспирант кафедры защиты информации Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293-20-76;
e-mail: chemzav@bsuir.by
Баругу Тонбара Генри

Information about the author

Barugu T.G., PG student of information security department of Belarussian state university of informatics and radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki st., 6,
Belarussian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-17-293-20-76;
e-mail: chemzav@bsuir.by
Barugu Tonbara Henry

УДК 621.391.82

СКАНИРОВАНИЕ В МНОГОМОДУЛЬНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ СО СТУПЕНЧАТЫМ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ ВОЗБУЖДЕНИЯ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

А.П. ЮБКО, О.А. ЮРЦЕВ, Н.М. НАУМОВИЧ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 1 февраля 2018

Аннотация. В статье приводятся результаты исследования способа подавления дифракционных боковых лепестков, которые появляются в диаграмме направленности многомодульной антенной решетки при использовании ступенчато-линейного фазового распределения возбуждения излучателей решетки. При таком фазовом распределении в пределах каждого модуля фаза возбуждения постоянна, а от модуля к модулю меняется по линейному закону. Это позволяет каждый модуль решетки возбуждать от одного входа и сократить, например, число приемо-передающих модулей в цифровой активной многомодульной решетке во столько раз, сколько излучателей включает один модуль решетки.

Ключевые слова: многомодульная решетка, фазовое сканирование, амплитудное распределение, боковые лепестки.

Abstract. The investigation results on grating lobes suppression method are described in this paper. Grating lobes appear in pattern of multimodule antenna array, if stair-step phase distribution of element excitation is used. Stair-step here means the case when the phase of elements is constant within one module, and changes linearly from one module to adjacent. Described approach makes possible to excite every module from one common source and shorten, for example, the total transmit / receive module quantity in multimodule digital active antenna array by a factor equal to the radiators quantity in one array's module.

Keywords: multimodule antenna array, phase scanning, amplitude distribution, grating lobes.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 114, No. 4, pp. 23-28

**Scanning in multimodule antenna arrays
with stair-step amplitude-phase distribution element excitation
A.P. Joubko, O.A. Yurtsev, N.M. Naumovich**

Введение

Многомодульная антенная решетка состоит из фрагментов (модулей). В пределах каждого модуля амплитуда и фаза возбуждения излучателей постоянна, но от модуля к модулю может меняться по требуемому закону с помощью приемо-передающих модулей [1]. Показано, что в таких решетках при ступенчатом изменении амплитуды и фазы возбуждения излучателей от модуля к модулю возникают так называемые дифракционные боковые лепестки [2–4]. Это является следствием того, что в множителе решетки системы модулей не выполняется условие единственности главного лепестка нулевого порядка, хотя оно выполняется в пределах каждого модуля. В результате в множителе решетки системы модулей появляются главные лепестки с номерами $n = \pm 1, \pm 2, \dots$ (дополнительные главные лепестки – ДГЛ). Угловые положения ДГЛ θ_{mn} с номерами $n = \pm 1, \pm 2, \dots$ определяются известным выражением [2]:

$$\sin(\theta_{mn}) = \frac{\lambda}{Dm} \left(1 - \frac{\Phi_0}{2\pi} \right), \quad (1)$$

где λ – длина волны; Dm – расстояние между центрами соседних модулей (шаг расположения модулей в решетке); Φ_0 – разность фаз между соседними модулями.

Чем больше излучателей в одном модуле, тем больше расстояние между центрами модулей и тем больше в множителе системы модулей ДГЛ. При равномерном амплитудно-фазовом распределении (АФР) возбуждения модулей решетки ДГЛ подавляются диаграммой направленности (ДН) одного модуля, так как нули в ней совпадают по углу наблюдения с максимумами ДГЛ системы модулей. Но при отличии АФР от равномерного в каждом модуле или в системе модулей происходит смещение по углу наблюдения нулей в ДН одного модуля или максимумов ДГЛ в системе модулей. В результате подавления ДГЛ не происходит. На угловых местах ДГЛ в ДН многомодульной решетки появляются дифракционные боковые лепестки (ДБЛ). Зависимость их уровня от геометрии решетки рассмотрена в работах [3, 4], а их зависимость от амплитудного распределения – в работе [5]. В настоящей статье рассматривается зависимость уровня ДБЛ от ступенчато-линейного фазового распределения, которое образуется, если в пределах каждого модуля фазовое распределение равномерное, а от модуля к модулю меняется по линейному закону. Такое распределение используется для сканирования в многомодульной решетке. Этот вопрос в литературе не рассмотрен.

Деление решетки на фрагменты (модули) не только решает задачу унификации элементов такой сложной и дорогой системы, какой является многоэлементная активная цифровая антенная решетка (ЦАР). Это является также способом упрощения конструкции ЦАР, так как один ППМ возбуждает весь модуль, и их число в решетке уменьшается. Очень важно сохранить возможности многомодульной решетки по сканированию с использованием ступенчато-линейного фазового распределения. Поэтому в настоящей статье исследуется не описанный в литературе способ уменьшения ДБЛ при сканировании. Поскольку положение

ДГЛ зависит от отношения $\frac{Dm}{\lambda}$, систему ДГЛ множителя системы решетки модулей можно

разрушить, сделав в разных строках модулей разным шаг Dm . Этот способ исследуется в настоящей статье. Кроме того, исследуется влияние амплитудного распределения в системе модулей на уровень ДБЛ при сканировании за счет использования ступенчато-линейного фазового распределения. Этот вопрос в литературе также не рассмотрен.

Зависимость уровня дифракционных боковых лепестков от числа излучателей в одном модуле

При сканировании с использованием ступенчато-линейного фазового распределения уровень ДБЛ растет с увеличением угла сканирования. Эта физическая закономерность известна, но численных оценок в известной литературе нет. Поэтому ниже приводятся результаты численного моделирования многомодульной антенной решетки при различном числе излучателей в одном модуле при постоянном общем числе излучателей в решетке. Плоскость решетки – это плоскости XU . Ось Z – это нормаль к плоскости решетки. От нормали отсчитывается угол наблюдения θ . Используются следующие обозначения: N_x, N_y – число излучателей в одном модуле по осям X и Y ; M_x, M_y – число модулей по осям X и Y ; D_x, D_y – расстояние между соседними излучателями в модуле (и во всей решетке) по осям X и Y (шаг расположения излучателей); D_{mx}, D_{my} – расстояние между центрами соседних модулей по осям X и Y . При равномерном (эквидистантном) расположении излучателей во всей решетке $D_{mx} = D_x \cdot N_x$.

Влияние числа излучателей в одном модуле на уровень ДБЛ ниже иллюстрируется на примере решетки с общим числом излучателей вдоль оси X , $N_x = 24$. В одном модуле число излучателей по оси Y равно $N_y = 2$. Вдоль оси X число излучателей $N_x = 2, 3, 4$. Число строк модулей $M_y = 1$.

На рис. 1 показаны рассчитанные зависимости уровня дифракционных боковых лепестков (УДБЛ) от угла сканирования при разных значениях N_x для двух известных амплитудных распределений, описываемых косинусом в степени Pa на «подставке» Da .

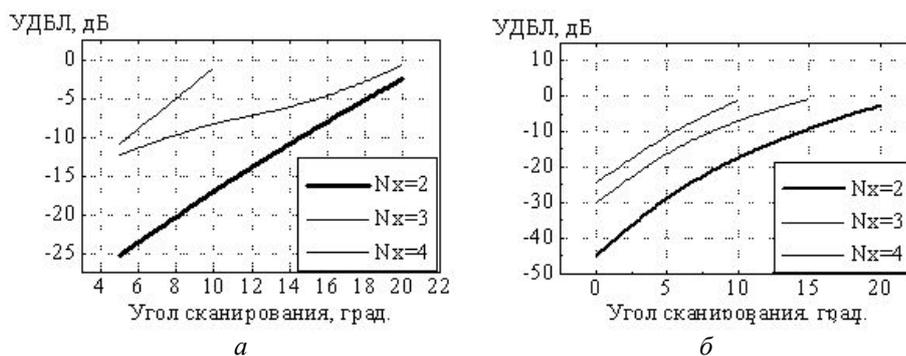


Рис. 1. Зависимости УДБЛ от угла сканирования: *a* – $Da = 1, Pa = 0$; *б* – $Da = 0,2; Pa = 1,5$

Из рис. 1 следует, что УДБЛ быстро растет с увеличением числа излучателей в одном модуле. Так, если задаться допустимым УДБЛ, равным -10 дБ, при равномерном амплитудном распределении ($Da = 1$) максимально допустимый угол сканирования будет равен 15° . Этот угол почти не зависит от амплитудного распределения в решетке модулей.

Сканирование в решетке с многими строками модулей и разным шагом в разных строках

Рассматриваются три модели многомодульной решетки: в модели 1 во всех строках модулей шаг расположения модулей Dm_x сделан разным по случайному закону – рис. 2, *a*; во второй модели шаг Dm_x нарастает от нижней строки модулей к верхней по линейному закону – рис. 2, *б*. В моделях 1 и 2 число модулей по оси X равно 12, в каждом модуле число излучателей $N_x \times N_y = 2 \times 2$. Третья модель отличается от второй тем, что число модулей в строках уменьшается с ростом номера строки так, чтобы размер всех строк был примерно одинаков – рис. 2, *в*. Сканирование в плоскости строк модулей производилось при разном числе строк модулей. При исследовании рассчитывалось поле в дальней зоне всей решетки модулей для изотропных (ненаправленных) излучателей, по полю рассчитывался множитель системы всей решетки в плоскости XZ .

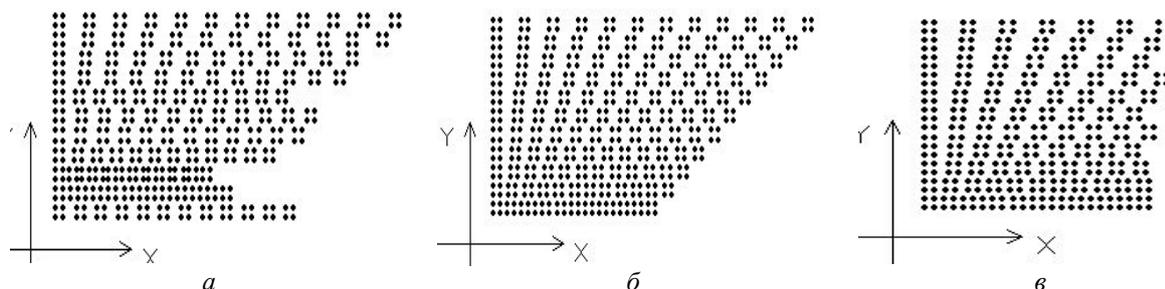


Рис. 2. Схематические изображения рассматриваемых моделей многомодульных решеток: *a* – модель 1; *б* – модель 2; *в* – модель 3

На рис. 3 приведены результаты расчета зависимости УДБЛ множителя системы от числа строк модулей M_y для моделей 1 и 2 и зависимость ширины главного лепестка (ГЛ) множителя системы всей решетки от числа строк модулей для тех же моделей при угле сканирования 20° . Если учесть направленность реального излучателя с типичной ДН, уровень всех боковых лепестков понизится. Это известная закономерность.

Из рисунков следует, что:

- по зависимости УДБЛ от числа строк модулей M_y модели 1 и 2 близки друг к другу;
- по зависимости ширины ГЛ от M_y при $M_y > 4$ эти модели также близки друг к другу, хотя условие $M_y > 4$ зависит от вида случайной реализации распределения модулей в строках;
- в модели 2 с ростом числа строк уменьшается ширина ГЛ ДН.

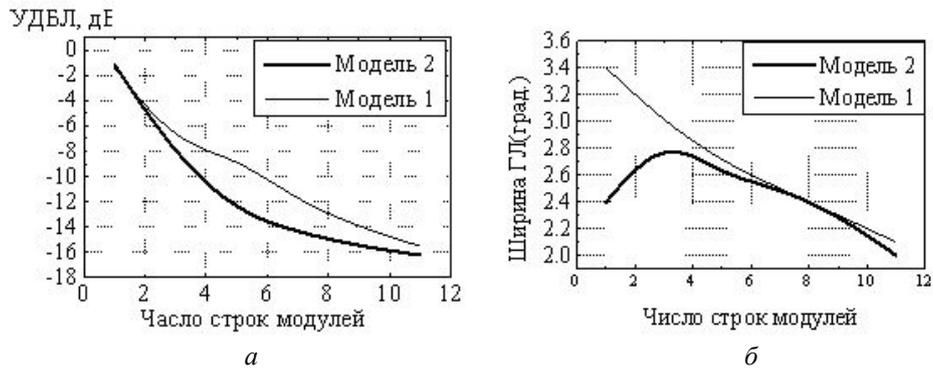


Рис. 3. Зависимости УДБЛ (а) и ширины ГЛ множителя системы всей решетки (б) от числа строк модулей при угле сканирования 20° для моделей 1 и 2

Из сравнения рис.1, а и рис. 2, а следует, что в моделях 1 и 2 УДБЛ значительно ниже, чем в многомодульной решетке с одинаковыми строками модулей. Так, при угле сканирования 20° в решетке с одинаковыми строками модулей УДБЛ равен минус 13 дБ, в решетке модели 2 – минус 16 дБ.

Результаты анализа модели 3 приведены ниже: зависимость УДБЛ – на рис. 4, а, зависимость ширины ГЛ множителя системы решетки – на рис. 4, б.

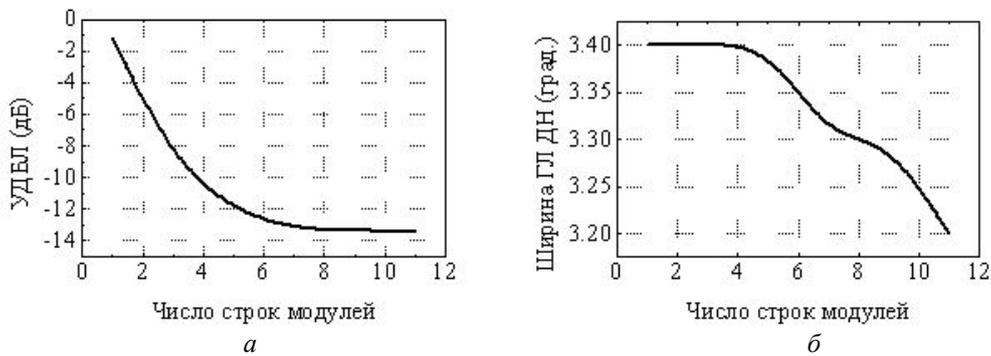


Рис. 4. Зависимости УДБЛ (а) и ширины ГЛ (б) от числа строк модулей для модели 3

Из сравнения рис. 3 и рис. 4 следует, что по УДБЛ модель 3 несколько хуже модели 2, но в модели 3 ширина главного лепестка ДН почти не зависит от числа строк модулей. Кроме того, в модели 3 число модулей меньше, чем в модели 2 и, особенно, по сравнению с исходной моделью с одинаковыми строками модулей. На рис. 5 показаны зависимости от угла сканирования УДБЛ и ширины ГЛ модели 3 при числе строк модулей $M_y = 11$ (см. рис. 2, б). На рис. 5 амплитудное распределение в системе модулей каждой строки равномерное.

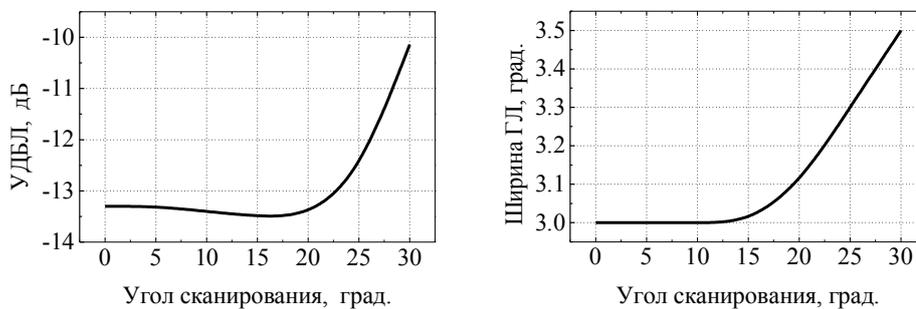


Рис. 5. Зависимости от угла сканирования УДБЛ (а) и ширины ГЛ (б) модели 3 при числе строк модулей, равном 11

Влияние амплитудного распределения иллюстрирует рис. 6. На рисунке приведены графики ДН этой модели при угле сканирования $\theta_m = 30^\circ$ для равномерного амплитудного распределения (а) и для спадающего к краям строк с параметрами $Da = 0,2$; $Pa = 1,5$ (б).

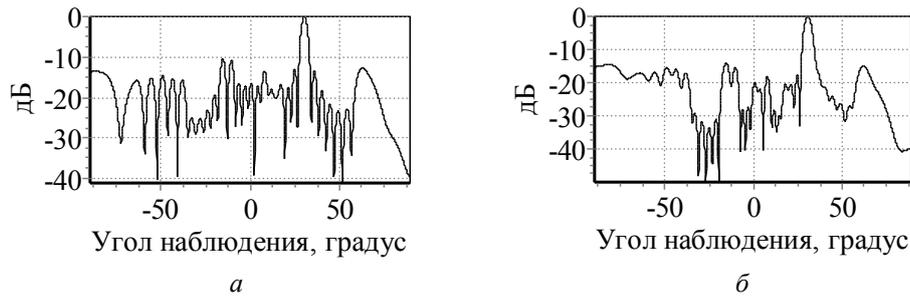


Рис. 6. Графики ДН модели 3 при угле сканирования, равном 30° :
a – $Da = 1$; $Pa = 0$; $\theta_m = 30^\circ$; *б* – $Da = 0,2$; $Pa = 1,5$; $\theta_m = 30^\circ$

Ступенчатые фазовое и амплитудное распределения, соответствующие параметрам, при которых рассчитаны ДН на рис. 6, показаны на рис. 7.

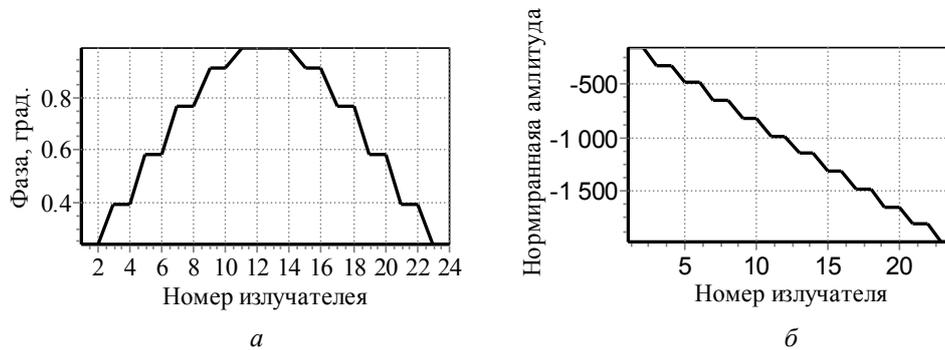


Рис. 7. Ступенчатые фазовое (*a*) и амплитудное (*б*) распределения

Из приведенных рисунков следует, что при сканировании в секторе углов $\pm 20^\circ$ дифракционные боковые лепестки и ширина главного лепестка слабо зависят от угла сканирования. При уменьшении уровня «подставки» в амплитудном распределении возбуждения решетки модулей (Da) уменьшаются не только апертурные боковые лепестки, но и дифракционные боковые лепестки. Этот результат не противоречит известному результату из публикаций по многомодульным решеткам: УДБЛ не зависит от амплитудного распределения в системе модулей. Этот известный результат получен для линейной многомодульной решетки. В двумерной решетке при разной степени неэквидистантности в разных строках модулей множители системы этих строк модулей имеют разное распределение дифракционных боковых лепестков по углу наблюдения при разном амплитудном распределении возбуждения модулей. Но направление главного лепестка в множителе решетки модулей разных строк не зависит от амплитудного распределения возбуждения модулей. Поэтому при суммировании полей этих строк в суммарном поле УДБЛ по сравнению с главным лепестком уменьшается. Этот эффект ранее в литературе не описан.

Заключение

Проведен анализ параметров сканирования многомодульной решетки при использовании ступенчатого амплитудного распределения и ступенчато-линейного фазового распределения. Показано, что в многомодульной решетке с одинаковыми строками модулей даже при минимальном числе излучателей в одном модуле максимальный угол сканирования не превосходит 10° , если ограничить допустимый УДБЛ значением минус 10 дБ. Сектор сканирования можно существенно расширить, сделав в решетке все строки модулей с разным шагом. Проанализированы три модели такой многомодульной решетки. Показано, что в секторе сканирования $\pm 30^\circ$ дифракционные боковые лепестки не превосходят значения минус 15...20 дБ в зависимости от амплитудного распределения возбуждения модулей.

Список литературы

1. eoPortal [Электронный ресурс]. – URL: <https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/t/terrasar-x> (дата обращения: 11.08.2014).
2. Фельд Я.Н., Бененсон Л.С. Основы теории антенн. М.: Дрофа, 2007. 490 с.
3. Haupt R.L. Antenna Arrays. John Wiley & Sons, Inc., 2010. 534 p.
4. Кеда В.В., Сухачевский П.В. Особенности диаграммы направленности многомодульной антенной решетки при ступенчатом амплитудном распределении возбуждения излучателей // Сб. статей III Всерос. науч.-техн. конф. «Электроника и микроэлектроника СВЧ». Санкт-Петербург, 2014. С. 485–489.
5. Юрцев О.А., Наумович Н.М., Юбко А.П. Особенности влияния амплитудного распределения возбуждения излучателей на диаграмму направленности многомодульной антенной решетки // Докл. БГУИР. 2015. № 5 (91). С. 100–106.

References

1. eoPortal [Electronic resource]. – URL: <https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/t/terrasar-x> (access date: 11.08.2014).
2. Fel'd Ja.N., Benenson L.S. Osnovy teorii antenn. M.: Drofa, 2007. 490 s. (in Russ.)
3. Haupt R.L. Antenna Arrays. John Wiley & Sons, Inc., 2010. 534 p.
4. Keda V.V., Suhachevskij P.V. Osobennosti diagrammy napravlenosti mnogomodul'noj antennoj reshjotki pri stupenchatom amplitudnom raspredelenii vzbuzhdenija izluchatelej // Sb. statej III Vseros. nauch.-tehn. konf. «Jelektronika i mikrojelektronika SVCh». Sankt–Peterburg, 2014. S. 485–489. (in Russ.)
5. Jurcev O.A., Naumovich N.M., Jubko A.P. Osobennosti vlijanija amplitudnogo raspredelenija vzbuzhdenija izluchatelej na diagrammu napravlenosti mnogomodul'noj antennoj reshetki // Dokl. BGUIR. 2015. № 5 (91). S. 100–106. (in Russ.)

Сведения об авторах

Юбко А.П., заместитель директора Центра 1.6 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Юрцев О.А., д.т.н., профессор кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Наумович Н.М., к.т.н., директор Центра 1.6 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Joubko A.P., deputy director of Center 1.6 of R&D department of Belarussian state university of informatics and radioelectronics.

Yurtsev O.A., D.Sci, professor of department of information radiotechnologies of Belarussian state university of informatics and radioelectronics.

Naumovich N.M., PhD, director of Center 1.6 of R&D department of Belarussian state university of informatics and radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220030, Республика Беларусь,
Минск, пр. Независимости, 22–27
тел. +375-29-773-54-27;
e-mail: yurtsev_o@mail.ru
Юрцев Олег Анатольевич

Address for correspondence

220030, Republic of Belarus,
Minsk, Nezavisimosti ave., 22–27
tel. +375-29-773-54-27;
e-mail: yurtsev_o@mail.ru
Yurtsev Oleg Anatolievich

УДК 621.391.83:681.5

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ, ЛИНЕЙНЫХ ЗВЕНЬЕВ И РЕАКЦИЙ СИСТЕМ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ

Н.И. БЕЛЕНКЕВИЧ, В.А. ИЛЬИНКОВ, Д.А. КУХМАР

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 20 февраля 2018

Аннотация. Разработаны единые математические модели частотных характеристик сигналов, звеньев и реакций систем телекоммуникаций и радиоэлектроники, которые описывают амплитудно- и фазочастотные характеристики всех типов линейных звеньев, амплитудные и фазовые спектры непериодических финитных и бесконечно протяженных, периодических сигналов и соответствующих им реакций. На основе построенных моделей разработан алгоритм расчета частотных и энергетических характеристик, обеспечивающий создание эффективной автоматизированной процедуры моделирования сигналов, звеньев и реакций в частотной области.

Ключевые слова: система, сигнал, звено, реакция, модель, алгоритм.

Abstract. Single mathematical models of the signals' frequency characteristics, links and responses of telecommunications and radioelectronics systems were suggested. These models embody and epitomize amplitude- and phase-frequency responses of all types of linear links, as well as the amplitude and phase spectrums of no periodic finite, no periodic eternal, periodic signals, and the responses corresponding to them. The algorithm for calculation of frequency and energy characteristics has been developed on the basics of suggested models. The algorithm allows creation of effective automated simulations procedure of signals, links and responses in frequency domain.

Keywords: system, signal, link, response, model, algorithm.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 114, No. 4, pp. 29-36

**Modeling of signals, linear links and responses
of telecommunications and radioelectronics systems in frequency domain**

N.I. Belenkevich, V.A. Pyinkov, D.A. Kukhmar

Введение

В настоящее время основным инструментом разработки систем телекоммуникаций и радиоэлектроники (СТР) является математическое (структурно- и схмотехническое) моделирование. Результаты структурнотехнического моделирования, используемого на начальных этапах цикла разработки, определяют алгоритм функционирования, структуру и основные параметры качества создаваемой техники. Важнейшая составляющая структурнотехнического моделирования – моделирование линейных искажений. С его помощью устанавливают обоснованные требования к частотно-временным характеристикам функциональных блоков и системы в целом, применяя в качестве моделей воздействий и блоков континуальные детерминированные сигналы и линейные звенья. Моделирование линейных искажений отличают многообразие и сложность моделей сигналов и звеньев, сложность процедуры и большой объем вычислений при нахождении характеристик в частотной и временной областях.

Сравнительный анализ методов, моделей, алгоритмов и программ моделирования СТР, выполненный в [1], показывает, что известные программные средства структурнотехнического моделирования обладают существенными недостатками, в числе которых: отсутствие развитых библиотек моделей сигналов и звеньев; отсутствие автоматизированных процедур расчета частотно-временных характеристик сигналов, звеньев и реакций (СЗР).

Цель работы – разработка единых математических моделей и алгоритма расчета частотных и энергетических характеристик (ЧХ), обеспечивающих создание эффективной автоматизированной процедуры моделирования в частотной области.

Единые математические модели частотных характеристик СЗР

Вначале необходимо отметить следующее. При моделирование линейных искажений в качестве воздействий используют непериодические бесконечно протяженные $\alpha_0(t)$, $\alpha_{1(2)}(t)$, непериодические финитные $\varphi_{0T}(t)$, $\varphi_{1(2)T}(t)$ и периодические $\varphi_0(t)$, $\varphi_{1(2)}(t)$ сигналы, задаваемые на временных интервалах соответственно $[0, \infty)$, $[t_{1(2)}, \infty)$, $[t_1, t_2)$, $[0, t_{1(2)})$, $[t_1 + nT, t_2 + nT)$ и $[kT, t_{1(2)} + nT)$ ($0 \leq t_1 < t_2 \leq T$; $n = \overline{-\infty, \infty}$), описываемые лапласовскими изображениями $\bar{\alpha}_0(p) = -S_0(p)$, $\bar{\alpha}_{1(2)}(p) = -S_{1(2)}(p)e^{-pt_{1(2)}}$, $\bar{\varphi}_{0T}(p) = S_2(p)e^{-pt_2} - S_1(p)e^{-pt_1}$, $\bar{\varphi}_{1(2)T}(p) = S_{1(2)}(p)e^{-pt_{1(2)}} - S_0(p)$ и $\bar{\varphi}_{0(1,2)}(p) = \bar{\varphi}_{0(1,2)T}(p)(1 - e^{-pT})^{-1}$. В качестве звеньев применяют линейные (не)минимально фазовые звенья с различной формой ЧХ, описываемые операторной передаточной функцией $K_Z(p)$ [1].

В основу решения задачи положим совместное математическое описание СЗР [1]

$$R(p) = (R_{2Z}(p)e^{-pt_2} - R_{1Z}(p)e^{-pt_1})(1 - e^{-pT})^{-1}, \quad (1)$$

построенное на базе операторной дробно-рациональной функции специального вида

$$R_{00}(p) = \frac{A(p)}{CB(p)} = \frac{\prod_{x=1}^{N_3} (p + a_{3x})^{n_{3x}} \prod_{y=1}^{N_4} (p^2 + 2a_{4y}p + a_{4y}^2 + \omega_{4y}^2)^{n_{4y}}}{C \prod_{s=1}^{N_1} (p + a_{1s})^{n_{1s}} \prod_{l=1}^{N_2} (p^2 + 2a_{2l}p + a_{2l}^2 + \omega_{2l}^2)^{n_{2l}}}. \quad (2)$$

Функция (2) образована операцией объединения несовпадающих (одинаковых по форме) массивов коэффициентов функций $K_Z(p)$ и $S_k(p)$ ($k = \overline{0, 2}$), вследствие

$$\text{чего } N_{1(2)} = N_{Z1(Z2)} + N_{01(02)}, \quad N_{3(4)} = N_{Z3(Z4)} + \sum_{k=0}^2 N_{k3(k4)}, \quad C = C_Z^{h_Z} \cdot \prod_{k=0}^2 C_k^{h_k} \quad (h_Z = 0, 1; h_k = 0, 1),$$

где N_{Zi} , N_{ki} – размеры массивов функций $K_Z(p)$ и $S_k(p)$ ($i = \overline{1, 4}$; массивы знаменателей функций $S_k(p)$ совпадают). С учетом изложенного ($i = \overline{1, 4}$, $j = \overline{3, 4}$)

$$R_{00}(p) = \begin{cases} R_Z(p) = K_Z(p) & (h_Z = 1, h_0 = h_1 = h_2 = N_{0i} = N_{1j} = N_{2j} = 0) \\ R_{0(1,2)}(p) = S_{0(1,2)}(p) & (h_{0(1,2)} = 1, h_Z = h_{1(0,0)} = h_{2(2,1)} = N_{Zi} = N_{1(0,0)j} = N_{2(2,1)j} = 0) \\ R_{0(1,2)Z}(p) = S_{0(1,2)}(p)K_Z(p) & (h_Z = h_{0(1,2)} = 1, h_{1(0,0)} = h_{2(2,1)} = N_{1(0,0)3} = N_{1(0,0)4} = N_{2(2,1)3} = N_{2(2,1)4} = 0). \end{cases} \quad (3)$$

В отличие от известных, обобщенная модель (1) задает все типы применяемых при моделировании СЗР, полно описывает их частотно-временные характеристики. При этом, как следует из свойств функций (1)–(3), переход к требуемой конкретной модели сигнала, звена либо реакции (разновидности функции $R(p)$) достигается необходимым сочетанием параметров N_{Zi} , N_{ki} , h_Z , h_k и дополнительными предельными переходами при $t_1 \rightarrow 0$, $t_2 \rightarrow \infty$ и $T \rightarrow \infty$.

Предельным переходом $T \rightarrow \infty$ в (1) образуем функцию

$$R_T(p) = R_{2Z}(p)e^{-pt_2} - R_{1Z}(p)e^{-pt_1} = A_{2Z}(p)e^{-pt_2} / (C_{2Z}B(p)) - A_{1Z}(p)e^{-pt_1} / (C_{1Z}B(p)). \quad (4)$$

Она задает на комплексной плоскости множество линейных звеньев, непериодических финитных $\varphi_{kT}(t)$, непериодических бесконечно протяженных $\alpha_k(t)$ сигналов

и соответствующих им реакций $\psi_{kT}(t)$ и $\beta_k(t)$ ($k = \overline{0,2}$). Для нахождения их ЧХ необходимо [2]: заменой $p = j\omega$ перейти к комплексной функции $R_T(j\omega)$; выполнить с учетом свойств (2) и (3) соответствующие преобразование в базе комплексных чисел; представить результат в показательной форме $R_T(j\omega) = R_T(\omega)e^{j\theta_T(\omega)}$, модуль $R_T(\omega)$ и аргумент $\theta_T(\omega)$ которой являются искомыми ЧХ. Выполняя указанные преобразования, имеем:

$$R_T(\omega) = \left(R_{TR}^2(\omega) + R_{TI}^2(\omega) \right)^{1/2}, \quad \theta_T(\omega) = \begin{cases} \arctg \frac{R_{TI}(\omega)}{R_{TR}(\omega)} + \begin{cases} 0 \\ 2\pi \\ \pi \end{cases}, & \begin{cases} R_{TR}(\omega) > 0, R_{TI}(\omega) > 0 \\ R_{TR}(\omega) > 0, R_{TI}(\omega) < 0 \\ R_{TR}(\omega) < 0 \end{cases} \\ \begin{cases} \pi/2 \\ 3\pi/2 \\ 0 \end{cases}, & \begin{cases} R_{TR}(\omega) = 0, R_{TI}(\omega) > 0 \\ R_{TR}(\omega) = 0, R_{TI}(\omega) < 0 \\ R_{TR}(\omega) = 0, R_{TI}(\omega) \geq 0 \end{cases} \end{cases}, \quad (5)$$

$$\text{где } \begin{cases} R_{TR}(\omega) \\ R_{TI}(\omega) \end{cases} = R_{2Z}(\omega) \begin{cases} \cos \\ \sin \end{cases} (\theta_{2Z}(\omega) - \omega t_2) - R_{1Z}(\omega) \begin{cases} \cos \\ \sin \end{cases} (\theta_{1Z}(\omega) - \omega t_1);$$

$$R_{1(2)Z}(\omega)e^{j\theta_{1(2)Z}(\omega)} = R_{00}(j\omega) = R_{00}(\omega)e^{j\theta_{00}(\omega)} \quad (h_z = h_{1(2)} = 1, h_{0(0)} = h_{2(1)} = N_{0(0)3} = N_{0(0)4} = N_{2(1)3} = N_{2(1)4} = 0);$$

$$R_{00}(\omega) = \frac{L_3(\omega)L_4(\omega)}{|C|L_1(\omega)L_2(\omega)}; \quad \theta_{00}(\omega) = \xi_3(\omega) + \xi_4(\omega) - \xi_1(\omega) - \xi_2(\omega) - \begin{cases} 0 \\ \pi \end{cases}, \quad \begin{cases} C > 0 \\ C < 0 \end{cases};$$

$$L_{1(3)}(\omega) = \prod_{s(x)=1}^{N_{1(3)}} L_{1s(3x)}^{n_{1s(3x)}}(\omega), \quad L_{2(4)}(\omega) = \prod_{l(y)=1}^{N_{2(4)}} L_{2l(4y)}^{n_{2l(4y)}}(\omega); \quad L_{1s(3x)}(\omega) = (a_{1s(3x)}^2 + \omega^2)^{1/2},$$

$$L_{2l(4y)}(\omega) = \left((a_{2l(4y)}^2 + \omega_{2l(4y)}^2 - \omega^2)^2 + (2a_{2l(4y)}\omega)^2 \right)^{1/2}; \quad \xi_{1(3)}(\omega) = \sum_{s(x)=1}^{N_{1(3)}} n_{1s(3x)} \cdot \xi_{1s(3x)}(\omega),$$

$$\xi_{2(4)}(\omega) = \sum_{l(y)=1}^{N_{2(4)}} n_{2l(4y)} \cdot \xi_{2l(4y)}(\omega); \quad \xi_{1s(3x)}(\omega) = \begin{cases} \arctg \frac{\omega}{a_{1s(3x)}} + \begin{cases} 0 \\ \pi \end{cases}, & \begin{cases} a_{1s(3x)} > 0 \\ a_{1s(3x)} < 0 \end{cases} \\ \pi/2, & \{ a_{1s(3x)} = 0 \} \end{cases}, \quad (6)$$

$$\xi_{2l(4y)}(\omega) = \begin{cases} \arctg \frac{2a_{2l(4y)}\omega}{a_{2l(4y)}^2 + \omega_{2l(4y)}^2 - \omega^2} + \begin{cases} 0 \\ \pi \end{cases}, & \begin{cases} a_{2l(4y)}^2 + \omega_{2l(4y)}^2 - \omega^2 > 0, a_{2l(4y)} \neq 0 \\ a_{2l(4y)}^2 + \omega_{2l(4y)}^2 - \omega^2 < 0, a_{2l(4y)} \neq 0 \end{cases} \\ \begin{cases} \pi/2 \\ -\pi/2 \end{cases}, & \begin{cases} a_{2l(4y)}^2 + \omega_{2l(4y)}^2 - \omega^2 = 0, 2a_{2l(4y)}\omega > 0 \\ a_{2l(4y)}^2 + \omega_{2l(4y)}^2 - \omega^2 = 0, 2a_{2l(4y)}\omega < 0 \end{cases} \\ \begin{cases} 0 \\ \pi \end{cases}, & \begin{cases} a_{2l(4y)} = 0, \omega \leq \omega_{2l(4y)} \\ a_{2l(4y)} = 0, \omega > \omega_{2l(4y)} \end{cases} \end{cases}.$$

Модели $R_T(\omega)$, $\theta_T(\omega)$ (5) описывают ЧХ на частотах ω , которым соответствуют точки $p = j\omega$ на мнимой оси комплексной плоскости, где функция $R_T(p)$ (4) не имеет особенностей. Одновременно отметим, что изображения $\bar{\varphi}_{kT}(p)$, $\bar{\psi}_{kT}(p)$ (непериодических финитных сигналов $\varphi_{kT}(t)$ и соответствующих им реакций $\psi_{kT}(t)$), являясь аналитическими функциями при $\text{Re } p \geq 0$, могут содержать на мнимой оси так называемые устранимые особые точки [2, 3]. Обращение к функции (2) показывает, что одна из них ($p_{1r} = j\omega_{1r} = 0$) является корнем того полинома $(p + a_{1r}) \in (p + a_{1s})$ ($s = \overline{1, N_1}$), в котором $a_{1r} = (a_{1s})_{s=r} = 0$. Другие точки $(p_{2q} = \pm j\omega_{2q})$ – корни тех полиномов $(p^2 + 2a_{2q}p + a_{2q}^2 + \omega_{2q}^2) \in (p^2 + 2a_{2l}p + a_{2l}^2 + \omega_{2l}^2)$ ($l = \overline{1, N_2}$), в которых $a_{2q} = (a_{2l})_{l=q} = 0$.

В устранимой точке функция $R_T(p)$ (4) имеет неопределенность типа $0^m / 0^m$, где m – кратность корня p_{1r} (p_{2q}), равная $n_{1r} = (n_{1s})_{s=r}$ ($n_{2q} = (n_{2l})_{l=q}$). Далее для упрощения изложения устранимую точку с неопределенностью $0^m / 0^m$ будем называть точкой m -го порядка. В качестве простейшего примера можно привести лапласовское изображение идеального прямоугольного импульса с единичной амплитудой и длительностью τ : $R_T(p) = (1 - e^{-p\tau}) / p$. Функция $R_T(p)$ имеет точку первого порядка $p_{1r} = 0$.

Возможным способом устранения неопределенности типа $0^m / 0^m$ является применение известного правила Лопиталья [3]. Следуя ему, от функции (4) перейдем к функции

$$R_T^M(p) = (C_{1z}A_{2z}(p)e^{-p\tau_2} - C_{2z}A_{1z}(p)e^{-p\tau_1})^{(m)} / (C_{1z}C_{2z}B(p))^{(m)}. \quad (7)$$

Выполняя последовательно дифференцирование по переменной p , замену $p = j\omega$ и необходимые преобразования в базисе комплексных чисел, получены модели $R_T^I(\omega)$, $\theta_T^I(\omega)$ ($R_T^{II}(\omega)$, $\theta_T^{II}(\omega)$) ЧХ в точках первого (второго) порядка (на частотах $\omega_{1r} = 0$ и ω_{2q}):

$$\left\{ \begin{array}{l} R_T^I(\omega) \\ R_T^{II}(\omega) \end{array} \right\} = |R_T^M(j\omega)| \left\{ \begin{array}{l} m=1 \\ m=2 \end{array} \right\}, \quad \left\{ \begin{array}{l} \theta_T^I(\omega) \\ \theta_T^{II}(\omega) \end{array} \right\} = \text{Arg} R_T^M(j\omega) \left\{ \begin{array}{l} m=1 \\ m=2 \end{array} \right\} \quad (8)$$

(аналитические выражения моделей, по форме подобные соотношениям (5) и (6) (но более сложные), для сокращения объема статьи не приведены).

Математические модели $R_T(\omega)$ и $R_T^{(II)}(\omega)$ при различных сочетаниях приведенных выше параметров N_{zi} , N_{ki} , h_z , h_k , t_1 , t_2 и T описывают на всей частотной оси амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) линейных звеньев, модули спектральных плотностей (непрерывные по свойствам амплитудные спектры (АС)) непериодических финитных, непериодических бесконечно протяженных сигналов и соответствующих им реакций, а модели $\theta_T(\omega)$ и $\theta_T^{(II)}(\omega)$ – фазочастотные характеристики (ФЧХ) звеньев, аргументы спектральных плотностей (непрерывные фазовые спектры (ФС)) упомянутых сигналов и реакций.

Операторная функция $R(p)$ (1) при значениях параметров $h_z = \overline{0, 1}$, $T < \infty$ и дополнительных переходах $t_1 \rightarrow 0$ и $t_2 \rightarrow \infty$ задает множество периодических сигналов $\varphi_k(t)$ и соответствующих им реакций $\psi_k(t)$ ($k = \overline{0, 2}$). С учетом свойств сигналов $\varphi_k(t)$ и устойчивых линейных звеньев особыми точками функции $R(p)$ являются бесконечное число простых (однократных) полюсов $p_n = j2\pi n/T$ ($n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$), лежащих на мнимой оси комплексной плоскости [2].

Для нахождения ЧХ рассматриваемых сигналов и реакций, учитывая простоту механизма вычисления вычетов в простых полюсах, воспользуемся обобщенной теоремой разложения [2]. Она приводит к представлению сигналов $\varphi_k(t)$ и реакций $\psi_k(t)$ в форме ряда Фурье.

Вычисляя вычеты и выполняя последующие преобразования, в результате имеем

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_k(t) \\ \psi_k(t) \end{array} \right\} = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega_1 t + \theta_n), \quad (9)$$

$$\text{где } A_0 = \left\{ \begin{array}{l} R_T(0) \cos \theta_T(0) / T, \quad 0 = \omega_{1r}, \quad m = 0 \\ R_T^{(II)}(0) \cos \theta_T^{(II)}(0) / T, \quad 0 = \omega_{1r}, \quad m = 1(2) \end{array} \right\}; \quad \omega = 2\pi / T;$$

$$A_n = \left\{ \begin{array}{l} 2R_T(n\omega_1) / T, \quad n\omega_1 = \omega_{2q}, \quad m = 0 \\ 2R_T^{(II)}(n\omega_1) / T, \quad n\omega_1 = \omega_{2q}, \quad m = 1(2) \end{array} \right\}; \quad \theta_n = \left\{ \begin{array}{l} \theta_T(n\omega_1), \quad n\omega_1 = \omega_{2q}, \quad m = 0 \\ \theta_T^{(II)}(n\omega_1), \quad n\omega_1 = \omega_{2q}, \quad m = 1(2) \end{array} \right\}; \quad (10)$$

$R_T(0)$, $R_T^{(II)}(0)$, $R_T(n\omega_1)$, $R_T^{(II)}(n\omega_1)$, $\theta_T(0)$, $\theta_T^{(II)}(0)$, $\theta_T(n\omega_1)$, $\theta_T^{(II)}(n\omega_1)$ – значения $R_T(\omega)$, $R_T^{(II)}(\omega)$, $\theta_T(\omega)$ и $\theta_T^{(II)}(\omega)$ (модели (5), (8)) на частотах $\omega = 0$ и $\omega = n\omega_1$.

Единые математические модели (5), (8), (10) хорошо переключаются на алгоритмический язык, легко программируются. Они позволяют организовать одинаковую структуру файлов параметров сигналов, звеньев и реакций, что упрощает построение и взаимодействие модулей программы.

Алгоритм расчета частотных и энергетических характеристик СЗР

На основе построенных математических моделей (5), (8), (10) разработан алгоритм расчета частотных и энергетических характеристик СЗР. Он является собой последовательность следующих этапов.

1. *Выбор предмета исследования, определение сочетания параметров.* Выбирается предмет исследования: ЧХ линейных звеньев, АС и (или) ФС непериодических финитных $\varphi_{kT}(t)$ или непериодических бесконечно протяженных $\alpha_k(t)$, или периодических $\varphi_k(t)$ сигналов, или соответствующих им реакций $\psi_{kT}(t)$, $\beta_k(t)$ и $\psi_k(t)$. Для выбранного предмета определяется соответствующее сочетание значений параметров N_{zi} , N_{ki} , h_z , h_k , t_1 , t_2 и T ($k = \overline{0, 2}$, $i = \overline{1, 4}$), при которых рассчитываются искомые характеристики. Для удобства необходимые сведения представлены в таблице.

Сочетания параметров и соответствующие предметы исследования ($i = \overline{1, 4}$, $j = \overline{3, 4}$)

Сочетания параметров	Сигналы, звенья, реакции		Модели ЧХ
$h_z = 1, h_0 = h_1 = h_2 = N_{0i} = N_{2j} = 0,$ $t_1 = 0, t_2 \rightarrow \infty, T \rightarrow \infty$	Звенья		$R_T(\omega), \theta_T(\omega)$
$h_z = h_0 = N_{zi} = N_{0j} = 0, h_1 = h_2 = 1, t_1 = t_1, t_2 = t_2, T \rightarrow \infty$ $h_z = h_0 = N_{zi} = N_{0j} = 0, h_1 = h_2 = 1, t_1 = 0, t_2 \rightarrow t_1, T \rightarrow \infty$ $h_z = h_0 = N_{zi} = N_{0j} = 0, h_1 = h_2 = 1, t_1 = 0, T \rightarrow \infty$	Сигналы	$\varphi_{0T}(t)$ $\varphi_{1T}(t)$ $\varphi_{2T}(t)$	$R_T(\omega), R_T^{(M)}(\omega),$ $\theta_T(\omega), \theta_T^{(M)}(\omega)$
$h_z = h_0 = N_{zi} = N_{0j} = 0, h_1 = h_2 = 1, t_1 = 0, t_2 \rightarrow \infty, T \rightarrow \infty$ $h_z = h_0 = N_{zi} = N_{0j} = 0, h_1 = h_2 = 1, t_1 = t_1, t_2 \rightarrow \infty, T \rightarrow \infty$ $h_z = h_0 = N_{zi} = N_{0j} = 0, h_1 = h_2 = 1, t_2 \rightarrow \infty, t_1 \rightarrow t_2, T \rightarrow \infty$		$\alpha_0(t)$ $\alpha_1(t)$ $\alpha_2(t)$	$R_T(\omega), \theta_T(\omega)$
$h_z = h_0 = N_{zi} = N_{0j} = 0, h_1 = h_2 = 1, t_1 = t_1, t_2 = t_2, T < \infty$ $h_z = h_0 = N_{zi} = N_{0j} = 0, h_1 = h_2 = 1, t_1 = 0, t_2 \rightarrow t_1, T < \infty$ $h_z = h_0 = N_{zi} = N_{0j} = 0, h_1 = h_2 = 1, t_1 = 0, T < \infty$		$\varphi_0(t)$ $\varphi_1(t)$ $\varphi_2(t)$	A_0, A_n, θ_n
$h_0 = N_{0j} = 0, h_1 = h_2 = h_z = 1, t_1 = t_1, t_2 = t_2, T \rightarrow \infty$ $h_0 = N_{0j} = 0, h_1 = h_2 = h_z = 1, t_1 = 0, t_2 \rightarrow t_1, T \rightarrow \infty$ $h_0 = N_{0j} = 0, h_1 = h_2 = h_z = 1, t_1 = 0, T \rightarrow \infty$	Реакции	$\psi_{0T}(t)$ $\psi_{1T}(t)$ $\psi_{2T}(t)$	$R_T(\omega), R_T^{(M)}(\omega),$ $\theta_T(\omega), \theta_T^{(M)}(\omega)$
$h_0 = N_{0j} = 0, h_1 = h_2 = h_z = 1, t_1 = 0, t_2 \rightarrow \infty, T \rightarrow \infty$ $h_0 = N_{0j} = 0, h_1 = h_2 = h_z = 1, t_1 = t_1, t_2 \rightarrow \infty, T \rightarrow \infty$ $h_0 = N_{0j} = 0, h_1 = h_2 = h_z = 1, t_2 \rightarrow \infty, t_1 \rightarrow t_2, T \rightarrow \infty$		$\beta_0(t)$ $\beta_1(t)$ $\beta_2(t)$	$R_T(\omega), \theta_T(\omega)$
$h_0 = N_{0j} = 0, h_1 = h_2 = h_z = 1, t_1 = t_1, t_2 = t_2, T < \infty$ $h_0 = N_{0j} = 0, h_1 = h_2 = h_z = 1, t_1 = 0, t_2 \rightarrow t_1, T < \infty$ $h_0 = N_{0j} = 0, h_1 = h_2 = h_z = 1, t_1 = 0, T < \infty$		$\psi_0(t)$ $\psi_1(t)$ $\psi_2(t)$	A_0, A_n, θ_n

2. *Выбор диапазона частот и шага расчета.* Ограничения при выборе диапазона частот $\omega_L - \omega_U$ ($\omega_L \geq 0, \omega_U < \infty$) отсутствуют. Моделируемые характеристики звеньев, сигналов $\varphi_{kT}(t)$, $\alpha_k(t)$, реакций $\psi_{kT}(t)$ и $\beta_k(t)$ по свойствам являются непрерывными. Поэтому шаг $\Delta\omega$ их расчета принципиально может быть любым. Характеристики же сигналов $\varphi_k(t)$ и реакций $\psi_k(t)$ дискретны. Для них шаг расчета составляет $\Delta\omega = 2\pi / T$ (T – период повторения).

3. *Выбор механизма разбиения диапазона частот.* Непрерывный диапазон $\omega_L - \omega_U$ заменяется множеством дискретных частот $\omega_n = n\Delta\omega$ ($n = \overline{n_L, n_U}$), где $n_{L(U)} = \lceil \omega_{L(U)} / \Delta\omega \rceil$.

4. *Расчет ЧХ сигналов, звеньев и реакций.*

4.1. В случае устойчивых линейных звеньев операторная функция $R(p) = R_T(p) = K_Z(p)$ (см. (2)–(4)) при $\text{Re } p \geq 0$ не имеет особенностей. Поэтому расчет их АЧХ $K_Z(\omega)$ и ФЧХ $\theta_Z(\omega)$ на частотах ω_n выполняется по моделям соответственно $R_T(\omega)$ и $\theta_T(\omega)$ (формулы (5), табл.).

В СТР для описания звеньев, помимо АЧХ и ФЧХ, также широко применяют характеристику рабочего затухания (ХРЗ) $a_Z(\omega) = -20 \lg K_Z(\omega)$ и характеристику группового времени запаздывания (ХГВЗ) $\tau_Z(\omega) = -d\theta_Z(\omega) / d\omega$ [4–7]. Учитывая изложенное, на каждой частоте ω_n дополнительно рассчитываются значения $a_Z(\omega_n)$ и $\tau_Z(\omega_n)$. Причем последние находятся численным методом дифференцирования (с помощью конечных разностей) [8].

4.2. В случае непериодических финитных сигналов $\varphi_{kT}(t)$ и реакций $\psi_{kT}(t)$, как показано выше, могут присутствовать частоты $\omega = \omega_{1r} = 0$ и $\omega = \omega_{2q}$, которым соответствуют устранимые точки. С учетом этого на каждом шаге выполняется сравнение частоты ω_n с частотами $\omega_{1r(2q)}$. Если $\omega_n \neq \omega_{1r(2q)}$, то расчет АС и ФС сигналов (реакций) на этой частоте выполняется по моделям (5) $R_T(\omega)$ и $\theta_T(\omega)$, если $\omega_n = \omega_{1r(2q)}$, – по моделям (8) $R_T^{(m)}(\omega)$ и $\theta_T^{(m)}(\omega)$ ($m=1$ (2) – порядок устранимой точки).

4.3. В случае непериодических бесконечно протяженных сигналов $\alpha_k(t)$ и реакций $\beta_k(t)$ принципиально могут присутствовать частоты $\omega_{1r(2q)}$, которым соответствуют неустранимые особые точки (простые и кратные полюсы) $p_{1r} = 0$ и $p_{2q} = \pm j\omega_{2q}$ их лапласовских изображений [2]. Такие сигналы (реакции) не удовлетворяют условию абсолютной интегрируемости (имеют бесконечно большую энергию), строго не преобразуемы по Фурье, их спектральная плотность на частотах ω_{1r} и $\pm\omega_{2q}$ представляется с помощью дельта-функций $\delta(\omega)$ и $\delta(\omega \pm \omega_{2q})$ [6, 7].

Учитывая изложенное, расчет АС и ФС осуществляется по моделям $R_T(\omega)$ и $\theta_T(\omega)$ (5) на всех частотах ω_n , исключая $\omega_n = \omega_{1r(2q)}$. Для достижения этого, аналогично п. 4.2, выполняется сравнение частот. Если на шаге n $\omega_n = \omega_{1r(2q)}$, то эта точка пропускается.

4.4. В случае периодических сигналов $\varphi_k(t)$ и реакций $\psi_k(t)$, аналогично п. 4.2, на каждом шаге частота ω_n сравнивается с частотами $\omega_{1r(2q)}$. В результате расчет (дискретных) АС и ФС выполняется по соответствующим разновидностям моделей A_0, A_n, θ_n (10).

5. *Расчет энергии непериодических сигналов и реакций.*

5.1. Помимо диапазона частот $\omega_L - \omega_U$ и отвечающего ему множества дискретных частот $\omega_n = n\Delta\omega$ ($n = \overline{n_L, n_U}$), вводится расширенный диапазон $0 - \omega_M$ с тем же механизмом разбиения: $n = \overline{0, n_M}$ ($n_M = \lceil \omega_M / \Delta\omega \rceil$, $n_M \gg n_U$).

5.2. На каждой частоте ω_n ($n = \overline{0, n_M}$), аналогично п. 4.2 и 4.3, рассчитываются значения $F(n\Delta\omega)$ спектральной плотности энергии $F(\omega)$: $F(\omega) = (R_T(\omega))^2$ ($\omega \neq \omega_{1r(2q)}$); $F(\omega) = (R_T^{(m)}(\omega))^2$ ($\omega = \omega_{1r(2q)}$, $m=1$ (2)).

5.3. Рассчитывается энергия E_{LU} в исследуемом диапазоне $\omega_L - \omega_U$ частот:

$$E_{LU} = \left(F(n_L \Delta\omega) + F(n_{U-1} \Delta\omega) + 2 \sum_{n=n_L+1}^{n_U-2} F(n \Delta\omega) \right) \Delta\omega / (2\pi). \quad (11)$$

Алгоритм (11), реализованный на основе равенства Парсеваля [6, 7] и метода трапеций с постоянным шагом [8], обеспечивает более высокую точность и меньшую вычислительную сложность. По алгоритму (11) при замене в нем $L \rightarrow 0$, $U \rightarrow L$ ($L \rightarrow U$, $U \rightarrow M$) дополнительно рассчитывается энергия E_{0L} (E_{UM}) в диапазоне частот $0 - \omega_L$ ($\omega_U - \omega_M$). Исходя из требуемой точности вычисления энергии, выбирается необходимое значение n_M . Находится полная энергия $E = E_{0L} + E_{LU} + E_{UM}$. Рассчитываются относительные доли энергии в диапазонах $\omega_L - \omega_U$ ($0 - \omega_L$, $\omega_U - \omega_M$): $\delta_{LU(0L,UM)}^E = E_{LU(0L,UM)} / E$. Применительно к тем сигналам $\alpha_k(t)$ и реакциям $\beta_k(t)$, спектральные плотности которых содержат дельта-функции, энергетические параметры не рассчитываются.

6. *Расчет мощности периодических сигналов и реакций.*

6.1. На каждой частоте ω_n ($n = 0, n_M$) расширенного диапазона, аналогично п. 4.4, рассчитываются значения A_0^2 и A_n^2 , где A_0 , A_n описываются моделями (10).

6.2. Рассчитываются мощности P_{0L} , P_{LU} , P_{UM} в диапазонах частот соответственно $0 - \omega_L$, $\omega_L - \omega_U$ и $\omega_U - \omega_M$: $P_{0L} = A_0^2 + \sum_{n=0}^{n_L-1} A_n^2 / 2$, $P_{LU} = \sum_{n=n_L}^{n_U} A_n^2 / 2$, $P_{UM} = \sum_{n=n_U+1}^{n_M} A_n^2 / 2$.

Исходя из требуемой точности вычисления мощности, выбирается необходимое значение n_M . Находится полная мощность $P = P_{0L} + P_{LU} + P_{UM}$. Аналогично п. 5.3 рассчитываются относительные доли мощности $\delta_{LU(0L,UM)}^P = P_{LU(0L,UM)} / P$.

Разработанный алгоритм позволяет моделировать, помимо частотных характеристик, также энергетические характеристики сигналов и реакций, включая энергию (мощность) и относительную долю энергии (мощности) в любом исследуемом диапазоне частот. Последнее важно для оценки электромагнитной совместимости систем телекоммуникаций и радиоэлектроники.

В соответствии с алгоритмом разработана автоматизированная процедура формирования, преобразования и расчета частотных характеристик математических моделей линейных звеньев систем телекоммуникаций и радиоэлектроники.

Заключение

1. Разработаны единые математические модели частотных характеристик СЗР, которые, в отличие от известных, описывают АЧХ и ФЧХ всех типов линейных звеньев, амплитудные и фазовые спектры непериодических финитных, непериодических бесконечно протяженных, периодических сигналов и соответствующих им реакций. Предложенные модели хорошо перекладываются на алгоритмический язык, легко программируются, позволяют организовать одинаковую структуру параметров СЗР, что делает возможным построение развитых библиотек моделей сигналов и звеньев, упрощает взаимодействие отдельных модулей программы.

2. На основе единых математических моделей разработан алгоритм расчета частотных характеристик, который не имеет ограничений на выбор диапазона частот, позволяет проводить вычисления с заданной точностью, обладает низкой вычислительной сложностью. Предложенный алгоритм моделирует также энергетические характеристики сигналов и реакций, включая энергию (мощность) и относительную долю энергии (мощности) в любом исследуемом диапазоне частот, что соответствует определению внеполосных излучений и может быть использовано в задачах оценки электромагнитной совместимости. Структура алгоритма обеспечивает создание эффективной автоматизированной процедуры моделирования СЗР в частотной области.

Список литературы

1. Беленкевич Н.И., Ильинков В.А. Совместное описание сигналов, линейных звеньев и реакций систем телекоммуникаций и радиоэлектроники // Вестн. Нац. акад. наук Беларуси. Сер. физ.-техн. наук. 2017. № 4. С. 93–104.
2. Лаврентьев М.А., Шабат Б.В. Методы теории функций комплексного переменного: учеб. для вузов. СПб.: Лань, 2002. 688 с.
3. Кудрявцев Л.Д. Курс математического анализа: учебник. В 3-т. М.: Дрофа, 2003, 2004, 2006. 704, 720, 351 с. Т. 1–3.
4. Баскаков С.И. Лекции по теории цепей: учеб. пособие. М.: Либроком, 2016. 278 с.
5. Белецкий А.Ф. Теория линейных электрических цепей. СПб.: Лань, 2009. 544 с.
6. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Дрофа, 2006. 720 с.
7. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Ленанд, 2016. 528 с.
8. Бахвалов Н.С., Жидков Н.П., Кобельков Г.М. Численные методы. М.: Наука, 1987. 600 с.

References

1. Belenkevich N.I., Ilyinkov V.A. Sovmestnoe opisanie signalov, linejnyh zven'ev i reakcij sistem telekommunikacij i radioehlektroniki// Vestn. Nac. akad. navuk Belarusi. Ser. fiz.-tekhn. navuk. 2017. № 4. S. 93-104. (in Russ.)
2. Lavrent'ev M.A., SHabat B.V. Metody teorii funkcij kompleksnogo peremennogo: ucheb. dlya vuzov. SPb.: Lan', 2002. 688 s. (in Russ.)
3. Kudryavcev L.D. Kurs matematicheskogo analiza: uchebnyk. V 3.t. M.: Drofa, 2003, 2004, 2006. 704, 720, 351 s. T. 1–3. (in Russ.)
4. Baskakov S.I. Lekcii po teorii cepej: ucheb. posobie. M.: Librokom, 2016. 278 s. (in Russ.)
5. Beleckij A.F. Teoriya linejnyh ehlektricheskikh cepej. SPb.: Lan', 2009. 544 s. (in Russ.)
6. Gonorovskij I.S. Radiotekhnicheskie cepi i signaly. M.: Drofa, 2006. 720 s. (in Russ.)
7. Baskakov S.I. Radiotekhnicheskie cepi i signaly. M.: Lenand, 2016. 528 s. (in Russ.)
8. Bahvalov N.S., Zhidkov N.P., Kobel'kov G.M. Chislennye metody. M.: Nauka, 1987. 600 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

Беленкевич Н.И., старший преподаватель кафедры инфокоммуникационных технологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Ильинков В.А., к.т.н., доцент, доцент кафедры инфокоммуникационных технологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Кухмар Д.А., магистрант кафедры инфокоммуникационных технологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Belenkevich N.I., senior lecturer of the department of infocommunication technologies of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Ilyinkov V.A., Ph.D., associate professor, associate professor of department of infocommunication technologies of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Kukhmar D.A., master student of the department of infocommunication technologies of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293-88-19;
e-mail: belenkevich@bsuir.by
Беленкевич Наталья Ивановна

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki st., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-17-293-88-19;
e-mail: belenkevich@bsuir.by
Belenkevich Natalya Ivanovna

УДК 621.396.33

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ ЗАГЛУБЛЕННОГО ОБЪЕКТА, С УЧЕТОМ СВОЙСТВ УКРЫВАЮЩЕЙ СРЕДЫ

Д.В. ДЕМЬЯНИУК¹, К.Н. ЧУГАЙ², Е.С. МАКСИМОВИЧ³

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

²Научно-исследовательский институт Вооруженных Сил Республики Беларусь, Республика Беларусь

³Институт прикладной физики Национальной академии наук Беларуси, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 3 марта 2018

Аннотация. В статье рассмотрены факторы, оказывающие влияние на распространение электромагнитной энергии в укрывающих средах, а также модель сигнала, отраженного от заглобленного объекта, которая позволяет учесть существующие закономерности и особенности формирования радиолокационного изображения.

Ключевые слова: заглобленные объекты, модель отраженного сигнала, глубинный портрет, граница раздела сред.

Abstract. The factors which has an effect on distribution of electromagnetic energy in concealing surface and model of signal that reflected from subsurface object which allows to take into account existing patterns and features of radar image formation were examined in the article.

Keywords: subsurface objects, reflected signal model, deep portrait, border from dividing surface.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 114, No. 4, pp. 37-44
Simulation model of signal reflected from subsurface object
given the properties of concealing surface
D.V. Demyaniuk, K.N. Chugai, Ye.S. Maksimovitch

Введение

В последние годы значительно возрос интерес к дистанционным методам исследования природной среды, в том числе к такому перспективному и новому направлению, как подповерхностная радиолокация. Данное направление становится все более востребованным при проведении поисково-криминалистических мероприятий, разминировании местности, при строительстве объектов различного назначения, поиске полезных ископаемых и т. д., что требует исследования верхнего слоя земли (укрывающей среды). При этом объектами поиска являются трубы, взрывные устройства, клады, оружие и т. п. В качестве укрывающих сред могут быть грунт, растительность, снег, строительные конструкции [1].

Радиолокационные методы позволяют не только обнаруживать скрытые в глубине объекты, определять их параметры и расстояние до них, но и получать некоторые структурные и электрические характеристики сред. Решение задачи определения электрических свойств играет ключевую роль для достоверного восстановления толщины слоя и глубины залегания объекта. Следовательно, корректная и оперативная оценка электрофизических свойств грунта, а также адаптация к их изменению является актуальной задачей.

Подповерхностная радиолокация имеет ряд специфических отличий от традиционной

радиолокации, решающей задачи наблюдения за воздушными (наземными, надводными) объектами, которые выражаются в следующем:

- дальности обнаружения в атмосфере существенно больше дальности обнаружения в грунте;
- величина ослабления электромагнитной волны в грунте существенно больше, чем в атмосфере (в атмосфере – доли дБ/км, в грунте – десятки дБ/м);

- скорость распространения электромагнитной волны в грунте существенно меньше, чем в атмосфере, при одинаковой частоте зондирующего сигнала;

- антенная система в подповерхностной радиолокации работает в ближней зоне, поле, формируемое в среде вблизи апертуры, учитывая модель антенны, можно представить в виде «пятна» округлой формы, в отличие от антенных систем, используемых в традиционной радиолокации, где сканирование осуществляется полностью сформированной диаграммой направленности;

- электромагнитная волна при прохождении в грунте претерпевает существенные дисперсионные искажения из-за частотной зависимости скорости распространения (показателя преломления) в грунте и изменчивости его профиля с глубиной [2].

Отличительной особенностью приповерхностного слоя укрывающей среды, как правило, является слоистость, причем отдельные слои имеют значительные отличия по физическим свойствам и, как следствие, по электрическим характеристикам. Электрические характеристики подстилающей поверхности в значительной степени зависят от влажности, минерализации, посторонних примесей и частоты, причем влажность является одним из факторов, их определяющих. Результаты исследований электрических характеристик песка и глины в диапазоне 0,1–10 ГГц представлены в [3]. Как показали исследования, с увеличением частоты уменьшается коэффициент отражения по мощности от границы раздела «воздух-грунт».

Распространение ЭМВ в укрывающей среде

Коэффициент отражения по мощности в случае вертикального облучения и неферромагнитной укрывающей среды (земля, вода, снег и т.д.) может быть определен в соответствии с выражением [2–5]

$$R_{P_{k+1}} = \left[\frac{\sqrt{\dot{\epsilon}_k} - \sqrt{\dot{\epsilon}_{k+1}}}{\sqrt{\dot{\epsilon}_k} + \sqrt{\dot{\epsilon}_{k+1}}} \right]^2, \quad (1)$$

где $\dot{\epsilon}_k$ – комплексная диэлектрическая проницаемость k -го слоя; $\dot{\epsilon}_{k+1}$ – комплексная диэлектрическая проницаемость $(k+1)$ -го слоя.

Коэффициент прохождения по мощности (прозрачность) в случае вертикального облучения и неферромагнитной среды определяется выражением [2–5]

$$C_{P_{k+1}} = \frac{\operatorname{Re} \sqrt{\dot{\epsilon}_{k+1}} \left[\frac{2\sqrt{\dot{\epsilon}_k}}{\sqrt{\dot{\epsilon}_k} + \sqrt{\dot{\epsilon}_{k+1}}} \right]^2}{\operatorname{Re} \sqrt{\dot{\epsilon}_k}}. \quad (2)$$

Причем $R_{P_{k+1}} + C_{P_{k+1}} = 1$. Скорость распространения электромагнитной волны в k -м слое среды [2]:

$$V_k = \frac{c}{\operatorname{Re} \sqrt{\dot{\epsilon}_k}}, \quad (3)$$

где c – скорость распространения электромагнитной волны в среде.

Будем считать, что характеристики рассматриваемой системы соответствуют устройству подповерхностного зондирования [2], а облучаемый участок в общем виде представляет собой «пятно» круглой формы радиусом r_{rs} :

$$r_{rs} = r_s \tan \left(\frac{\Delta\theta}{2} \right), \quad (4)$$

и площадью $S_s = \pi r_{rs}^2$, где r_s – высота подъема фазового центра антенны над границей укрывающей среды; $\Delta\theta = \sqrt{\frac{4\pi}{G_r}}$ – разрешающая способность по угловым координатам;

G_r – коэффициент усиления приемной антенны; S_s – площадь облучаемого участка поверхности.

Учитывая выбранный вариант реализации устройства подповерхностного зондирования [2], на рис. 1 приведена схема радиолокационного наблюдения заглубленного объекта.

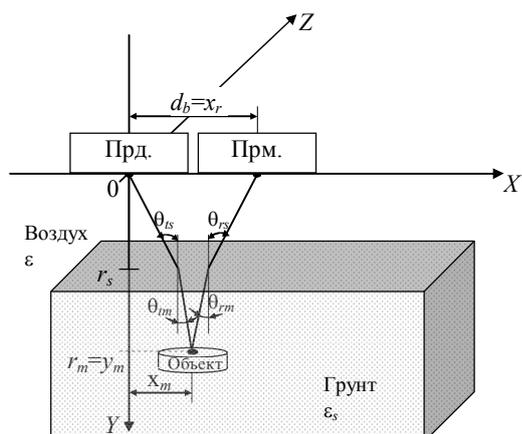


Рис. 1. Схема радиолокационного наблюдения заглубленного объекта: координаты фазового центра передающей антенны – $(x_t = 0, y_t = 0, z_t = 0)$; координаты фазового центра приемной антенны – $(x_r = d_b, y_r = 0, z_r = 0)$; координаты центра верхней поверхности заглубленного объекта – $(x_m, y_m = r_m, z_m)$; высота фазового центра передающей антенны над уровнем земли – r_s

При прохождении границы раздела «воздух-грунт» для антенн, приподнятых над землей, наблюдается сужение формируемого полем антенны «пятна». Результаты, характеризующие изменение электрического и магнитного полей в зависимости от изменения высоты подъема фазового центра антенны над грунтом (песком, при $\epsilon = 3,2 - 3,6$), показаны на рис. 3 и 4 для антенны, представленной на рис. 2.

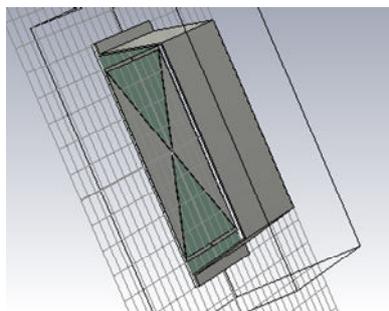


Рис. 2. Обобщенный вид антенны

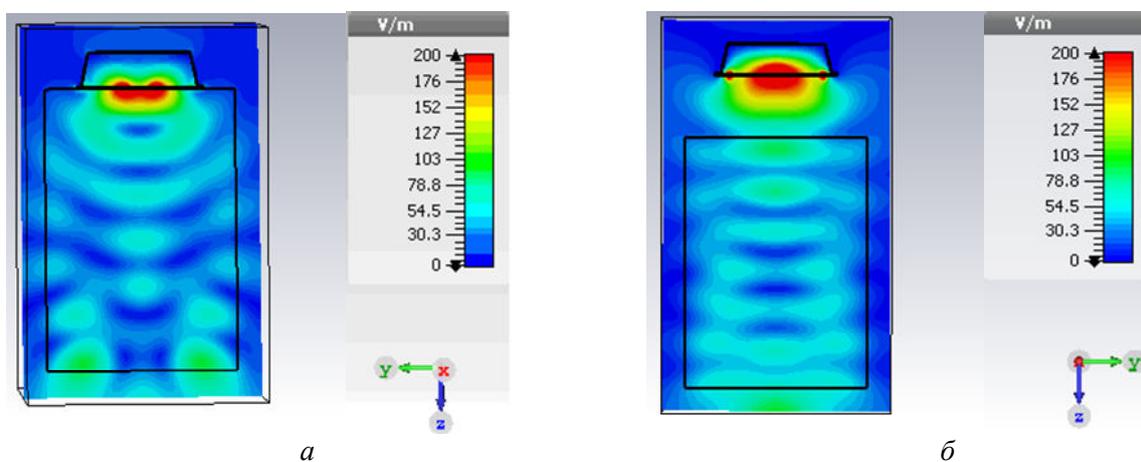


Рис. 3. Распределение электрического поля в грунте на частоте 1,5 ГГц:
 а – при $r_s = 0,0$ м; б – при $r_s = 0,1$ м

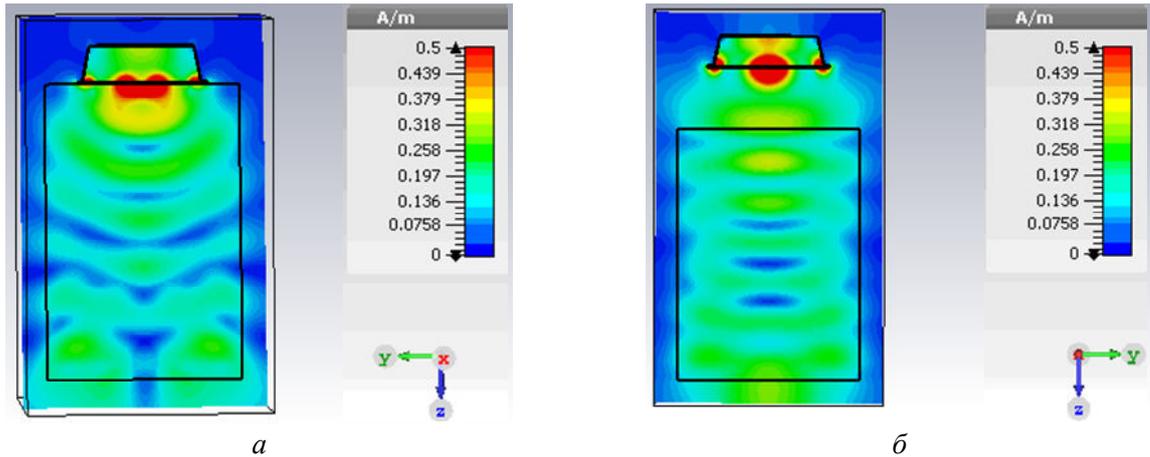


Рис. 4. Распределение магнитного поля в грунте на частоте 1,5 ГГц:
 а – при $r_s = 0,0$ м; б – при $r_s = 0,1$ м

В обобщенном виде сужение формируемого полем антенны «пятна» при прохождении границы раздела «воздух-грунт» можно оценить через характер изменения его радиуса с r_{rs} в воздухе до \tilde{r}_{rs} в грунте, а отношение r_{rs} к \tilde{r}_{rs} рассчитывается в соответствии с выражением [3]

$$\frac{r_{rs}}{\tilde{r}_{rs}} = \frac{\frac{r_s}{2r_m} + 1}{\frac{r_s}{2r_m} + \frac{\operatorname{tg}\theta_m}{\operatorname{tg}\theta_{is}}} \quad (5)$$

Сужение формируемого антенной поля в среде способствует перераспределению энергии излучения в сторону увеличения плотности потока мощности. Выражение, характеризующее данный эффект для заданной высоты подъема фазового центра антенны над границей укрывающей среды r_s и глубины нахождения заглубленного объекта r_m , имеет вид [4]:

$$K_F = \left(\frac{\frac{r_s}{2r_m} + 1}{\frac{r_s}{2r_m} + \frac{1}{\sqrt{\epsilon_k}}} \right)^2 \quad (6)$$

В случае когда $\frac{r_s}{r_m} \gg 2$, фокусирующим действием можно пренебречь. В то же время максимум коэффициента, характеризующего эффект фокусировки, стремится к ϵ_k ($K_F \cong \epsilon_k$), что наблюдается только для широких слоев (при малой глубине нахождения объекта) укрывающей среды и малых высот подъема фазового центра антенны над границей укрывающей среды.

Математическая модель сигнала, отраженного от заглубленного объекта

Отраженный сигнал во временной области представляет собой сумму элементарных отраженных сигналов от отдельных элементарных участков, характеризующих обнаруживаемый заглубленный объект, комплексные амплитуды которых становятся функциями времени [3, 9].

В результате отраженный от отдельных элементарных участков заглубленного объекта сигнал можно представить в виде выражения [6, 7]

$$m(t) = \sum_g E_{m_g}(t) e^{i\varphi_{m_g}(t)} U_0(t - t_{r_g}) e^{i\omega_0 t}, \quad (7)$$

где $E_{m_g}(t)$, $\varphi_{m_g}(t)$ – амплитуды и фазы; t_{r_g} – время запаздывания сигнала, отраженного от g -го элементарного участка заглубленного объекта, относительно зондирующего.

Как известно [3, 5], при радиозондировании скрытых объектов основным отражающим элементом являются участки соприкосновения, образующиеся на границе между укрывающей

средой и объектом. Данная особенность позволяет рассматривать эффективную отражающую поверхность объекта, как отражение от границы «воздух-грунт» для g -го элементарного участка заглубленного объекта всей его площади:

$$\sigma_{mg} = S_{mg} R_{Pm}, \quad (8)$$

где S_{mg} – отражающая площадь g -го элементарного участка заглубленного объекта; R_{Pm} – коэффициент отражения по мощности для границы «воздух-грунт».

Как показывают результаты экспериментальных исследований [2, 6, 8], наиболее интенсивные отражения для заглубленного объекта, форма которого наиболее приближена к цилиндрической или кубической, обусловлены отражениями от верхнего и нижнего участков соприкосновения объекта с укрывающей средой.

Средняя мощность сигнала, отраженного от верхней поверхности g -го элементарного участка заглубленного объекта [2], с учетом эффекта фокусировки определяются в соответствии с выражением

$$\sigma_{mg}^2(t) = \frac{P_0 G_t G_r \lambda_{cp}^2 \sigma_{mg}}{(4\pi)^3 r_{im_g}^2(t) r_{rm_g}^2(t) \alpha_s [r_{im_g}(t) - r_{is_g}(t) + r_{rm_g}(t) - r_{rs_g}(t)]} K_F, \quad (9)$$

где σ_{mg} – эффективная отражающая поверхность g -го элементарного участка заглубленного объекта; α_s – коэффициент затухания грунта;

$$r_{im_g}(t) = \sqrt{[x_{mg}(t) - x_i(t)]^2 + [y_{mg}(t) - y_i(t)]^2 + [z_{mg}(t) - z_i(t)]^2}; \quad r_{is_g}(t) = \frac{r_s(t)r_{im_g}(t)}{y_{mg}(t)};$$

$$r_{rm_g}(t) = \sqrt{[x_{mg}(t) - x_r(t)]^2 + [y_{mg}(t) - y_r(t)]^2 + [z_{mg}(t) - z_r(t)]^2}; \quad r_{rs_g}(t) = \frac{r_s(t)r_{rm_g}(t)}{y_{mg}(t)};$$

K_F – коэффициент, характеризующий эффект фокусировки в укрывающей среде (грунте).

Рассматривая объект, в не металлическом исполнении, следует учитывать сигнал, отраженный от нижней поверхности заглубленного объекта. При этом средняя мощность сигнала, отраженного от нижней поверхности g -го элементарного участка заглубленного объекта [2], с учетом эффекта фокусировки равна

$$\sigma_{bg}^2(t) = \frac{P_0 G_t G_r \lambda_{cp}^2 \sigma_{mg}}{(4\pi)^3 r_{ib_g}^2(t) r_{rb_g}^2(t) \alpha_s [r_{ib_g}(t) - r_{isbg}(t) + r_{rb_g}(t) - r_{rsbg}(t)]} \times$$

$$\times \frac{1 - R_{Pm}}{\alpha_m [r_{ib_g}(t) - r_{im_g}(t) + r_{rb_g}(t) - r_{rm_g}(t)]} K_{Fm}, \quad (10)$$

где $r_{ib_g}(t) = \sqrt{[x_{mg}(t) - x_i(t)]^2 + [y_{mg}(t) + h_m - y_i(t)]^2 + [z_{mg}(t) - z_i(t)]^2}; \quad r_{isbg}(t) = \frac{r_s(t)r_{ib_g}(t)}{y_{mg}(t) + h_m};$

$r_{rb_g}(t) = \sqrt{[x_{mg}(t) - x_r(t)]^2 + [y_{mg}(t) + h_m - y_r(t)]^2 + [z_{mg}(t) - z_r(t)]^2}; \quad r_{im_g}(t) = \frac{y_{mg}(t)r_{ib_g}(t)}{y_{mg}(t) + h_m};$

$r_{rsbg}(t) = \frac{r_s(t)r_{rb_g}(t)}{y_{mg}(t) + h_m}; \quad r_{rm_g}(t) = \frac{y_{mg}(t)r_{rb_g}(t)}{y_{mg}(t) + h_m}; \quad h_m$ – толщина заглубленного объекта;

α_m – коэффициент затухания, зависящий от физико-химических свойств заглубленного объекта; K_{Fm} – коэффициент, характеризующий эффект фокусировки в укрывающей среде (грунте), с учетом характеристик наблюдаемого заглубленного объекта.

Радиолокационные портреты (по результатам моделирования и экспериментов) отраженных от заглубленных объектов сигналов (противопехотная мина (типа ПМН-2) и противотанковая мина (типа ТМ-62)) и укрывающей среды, полученные для одноименных условий ($P_0 = 50$ мВт, $\lambda_{cp} = 0,2$ м, $\Delta f_M = 1$ ГГц, $T_0 = 10,23$ мкс, $\varepsilon_s = 5$, $r_s \approx 0,3$ м, $r_m \approx 0,34$ м) с учетом алгоритмов обработки сигналов на выходе смесителя, приведенных в [9], представлены на рис. 4–7.

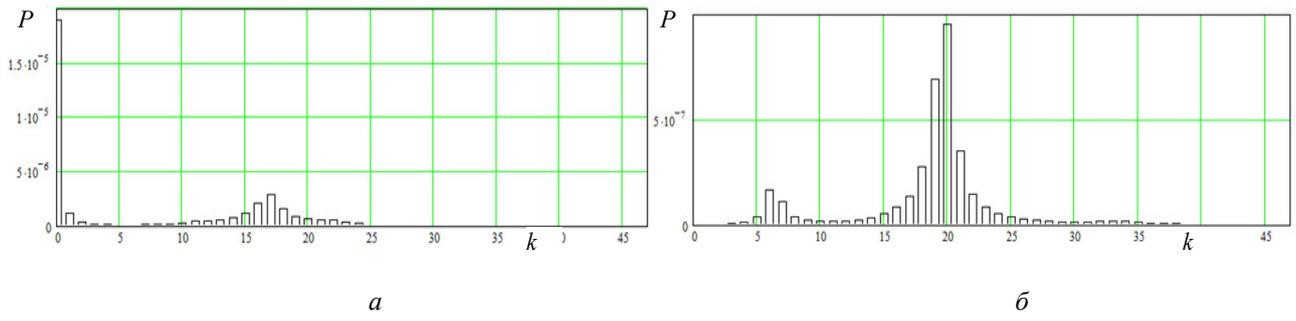


Рис. 4. Глубинный портрет противопехотной мины:
a – результат моделирования; *б* – результат эксперимента

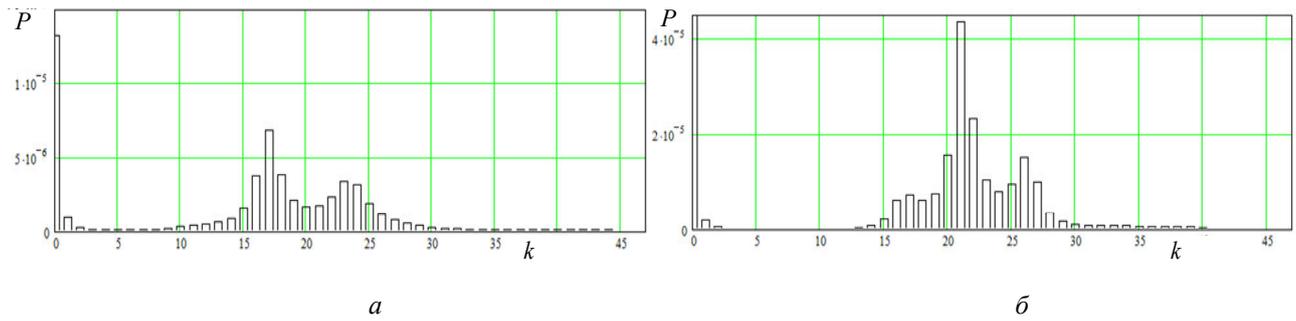


Рис. 5. Глубинный портрет противотанковой мины:
a – результат моделирования; *б* – результат эксперимента

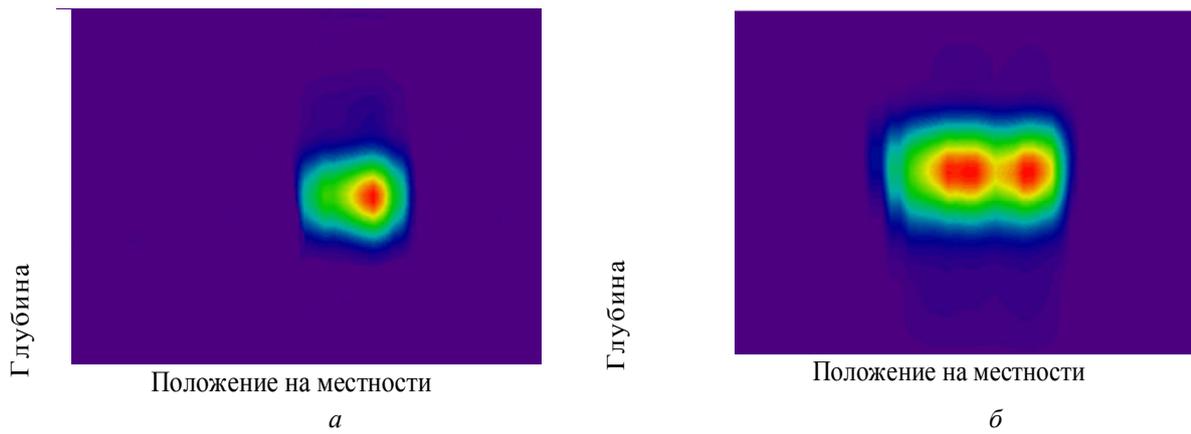


Рис. 6. Преобразование Фурье по экспериментальным данным:
a – противопехотная мина; *б* – противотанковая мина

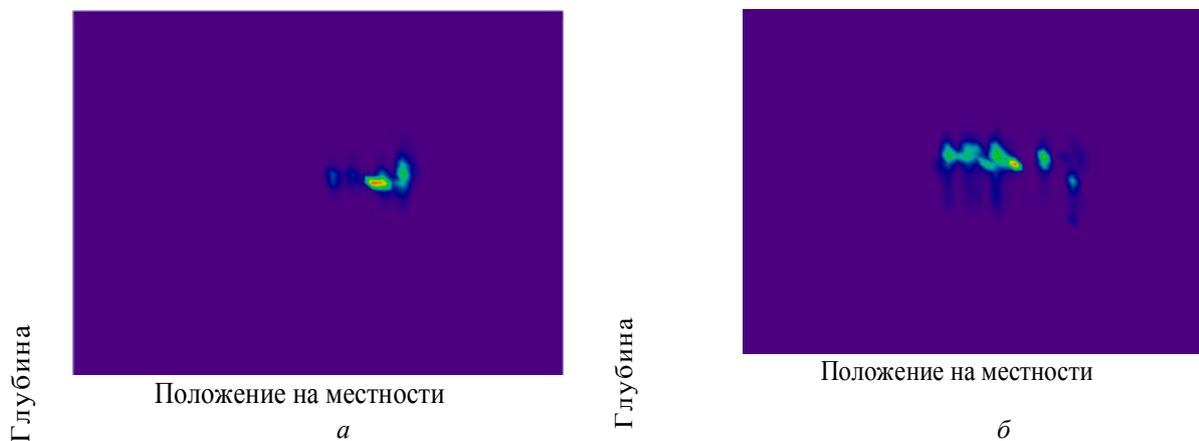


Рис. 7. Радиолокационное изображение по экспериментальным данным:
a – противопехотная мина; *б* – противотанковая мина

Заключение

Специфика формирования отраженного сигнала в подповерхностной радиолокации обусловлена резким изменением диэлектрической проницаемости на границе раздела сред, что существенно усложняет условия наблюдения, особенно в случае многослойной укрывающей среды. Сопоставляя результаты экспериментальных исследований и моделирования, полученные для одинаковых условий, несмотря на высокую степень адекватности созданной имитационной модели сигнала, отраженного от заглубленного объекта, существуют и отличия, которые, в первую очередь, обусловлены сложной интерференционной картиной и наличием достаточно мощного просачивающегося сигнала от передатчика в приемный тракт.

В результате созданная модель позволяет решить задачу настройки и калибровки существующих подповерхностных радиолокаторов с минимальными временными затратами, а также обеспечить синтез высокоэффективных подповерхностных радиолокаторов, способных обеспечить решение задач формирования радиолокационных изображений наблюдаемых объектов в реальном масштабе времени для высокоомобильных устройств, как в ручном варианте, так и в варианте, устанавливаемом на роботизированные платформы.

Список литературы

1. Проблематика построения радиолокатора подповерхностного зондирования / С.А. Савенко [и др.] // Наука и воен. безопасность. 2013. № 3. С. 20–27.
2. Чугай К.Н., Савенко С.А. Имитационное моделирование отраженных сигналов в подповерхностной радиолокации // Наука и воен. безопасность. 2016. № 1. С. 39–43.
3. Применение радиолокационного подповерхностного зондирования в инженерной геологии / М.И. Филькенштейн [и др.]. М.: Недра, 1986. 128 с.
4. Вопросы подповерхностной радиолокации / А.Ю. Гринев [и др.]; под общ. ред. А.Ю. Гринева. М.: Радиотехника, 2005. 416 с.
5. Радиолокация слоистых земных покровов / М.И. Финкельштейн [и др.]. М.: Сов. радио, 1977. 176 с.
6. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. М.: Воениздат, 1983. Ч. 1. 456 с.
7. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория: справочник / Я.Д. Ширман [и др.]. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.
8. Komarov I.V. Smolskiy S.M., Barton D.K. Fundamentals of Short-Range Fm Radar. Horwood.: Artech House Publishers, 2003. 314 p.
9. Чугай К.Н., Савенко С.А. Современный подход к обработке сложных сигналов в системе подповерхностного зондирования // Наука и воен. безопасность. 2015. № 1. С. 39–43.

References

1. Problematika postroenija radiolokatora podpoverhnostnogo zondirovanija / S.A. Savenko [i dr.] // Nauka i voen. bezopasnost'. 2013. № 3. S. 20–27. (in Russ.)
2. Chugaj K.N., Savenko S.A. Imitacionnoe modelirovanie otrazhennyh signalov v podpoverhnostnoj radiolokacii // Nauka i voen. bezopasnost'. 2016. № 1. S. 39–43. (in Russ.)
3. Primenenie radiolokacionnogo podpoverhnostnogo zondirovanija v inzhenernoj geologii / M.I. Fil'kenshtejn [i dr.]. M.: Nedra, 1986. 128 s. (in Russ.)
4. Voprosy podpoverhnostnoj radiolokacii / A.Ju. Grinev [i dr.]; pod obshh. red. A.Ju. Grineva. M.: Radiotehnika, 2005. 416 s. (in Russ.)
5. Radiolokacija sloistyh zemnyh pokrovov / M.I. Finkel'shtejn [i dr.]. M.: Sov. radio, 1977. 176 s. (in Russ.)
6. Ohrimenko A.E. Osnovy radiolokacii i radioelektronnaja bor'ba. M.: Voeizdat, 1983. Ch. 1. 456 s. (in Russ.)
7. Radioelektronnye sistemy: osnovy postroenija i teorija: spravochnik / Ja.D. Shirman [i dr.]. M.: Radiotehnika, 2007. 512 s. (in Russ.)
8. Komarov I.V. Smolskiy S.M., Barton D.K. Fundamentals of Short-Range Fm Radar. Horwood.: Artech House Publishers, 2003. 314 p. (in Russ.)
9. Chugaj K.N., Savenko S.A. Sovremennyj podhod k obrabotke slozhnyh signalov v sisteme podpoverhnostnogo zondirovanija // Nauka i voen. bezopasnost'. 2015. № 1. S. 39–43. (in Russ.)

Сведения об авторах

Демьянюк Д.В., аспирант Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Чугай К.Н., к.т.н., доцент, докторант Научно-исследовательского института Вооруженных Сил Республики Беларусь.

Максимович Е.С., к.т.н., доцент, ведущий научный сотрудник Института прикладной физики Национальной академии наук Беларуси.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровка, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-29-705-64-28;
e-mail: dmitry.demyaniuk@gmail.com
Демьянюк Дмитрий Валентинович

Information about the authors

Demjanjuk D.V., PG student of the Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Chugai K.N., PhD, associate professor, doctoral student of the Scientific Research Institute of the Armed Forces of the Republic of Belarus.

Maksimovitch Ye.S., PhD, associate professor, leading researcher of the Institute of applied physics of the National Academy of Sciences of Belarus.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-29-705-64-28;
e-mail: dmitry.demyaniuk@gmail.com
Demyaniuk Dmitry Valentinovich

УДК 544.52:541.12, 541.14, 620.193

УСТАНОВКА ДЛЯ ФОТОКАТАЛИТИЧЕСКОЙ ОЧИСТКИ ВОДЫ ОТ ОРГАНИЧЕСКИХ ЗАГРЯЗНЕНИЙ В ПРОТОЧНОМ РЕАКТОРЕ

А.В. БАГЛОВ, А.А. РАДИОНОВ, Е.Б. ЧУБЕНКО, В.А. ЗАЙЦЕВ, В.Е. БОРИСЕНКО

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 12 марта 2018

Аннотация. Разработана лабораторная установка для фотокаталитической очистки воды от органических загрязнений, включающая проточный реактор, сменные источники излучения видимого и ультрафиолетового диапазонов, контрольные и управляющие блоки. Установка обеспечивает тестирование при комнатной температуре эффективности фотокатализаторов, нанесенных на сплошные и перфорированные плоские подложки, при скорости потока очищаемой воды 0,2–1,2 л/мин.

Ключевые слова: фотокатализ, проточный реактор, УФ излучение, диоксид титана, оксид цинка.

Abstract. A laboratory installation for photocatalytic water purification from organic pollutants has been developed. It includes a flow reactor, replaceable light sources of visible and ultraviolet ranges, indicator and control units. The installation provides testing at room temperature of the efficiency of photocatalysts, deposited on the solid and perforated flat substrates at a flow rate of 0.2–1.2 l/min of purified water.

Keywords: photocatalysis, flow reactor, UV radiation, titania, zinc oxide.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 114, No. 4, pp. 45-50

Installation for photocatalytic water purification from organic pollution in the flow reactor

A.V. Baglov, A.A. Radionov, E.B. Chubenko, V.A. Zaycev, V.E. Borisenko

Введение

Загрязнение воды является проблемой глобального масштаба. Органические соединения природного и искусственного происхождения, например, углеводороды, полихлорированные дифенилы, удобрения и пестициды, постоянно попадают в окружающую среду в виде отходов промышленности и сельского хозяйства [1]. Промышленные очистные сооружения позволяют удалить большую часть загрязняющих веществ с помощью различных технологий очистки – осаждения, фильтрации, биотехнологических методов и др., считающихся относительно эффективными и безопасными при очистке сточных вод. Однако данные технологии малоэффективны в отношении биологически токсичных и неразлагаемых органических соединений, процессы нейтрализации которых требуют применения усовершенствованных методов, таких как использование активированного угля, и окислительных процессов, имеющих высокую себестоимость и часто экономически нецелесообразных [2, 3].

Применение полупроводниковых фотокатализаторов с целью генерирования свободных радикалов для активации процессов окисления органических соединений является одним из наиболее перспективных методов для реализации недорогостоящей и энергоэффективной методики очистки воды. Дополнительным преимуществом является то, что в «идеальных» условиях фотокаталитический материал не нуждается в замене, что обеспечивает непрерывность работы устройств на его основе. Таким образом, разработка и исследование эффективных фотокатализаторов на основе наноструктурированных полупроводниковых материалов является перспективным научным направлением [4–6].

В качестве таких фотокатализаторов могут быть использованы широкозонные полупроводники на основе оксидов титана (TiO_2) и цинка (ZnO), обладающих высокой фотокаталитической активностью, химической стойкостью, биосовместимостью и малой токсичностью. Ширина запрещенной зоны кристаллического TiO_2 составляет для различных модификаций 3,23 эВ (анатаз) и 3,1–3,4 эВ для рутила и брукита, а ZnO – 3,37 эВ [7, 8]. Для активации фотокаталитических процессов в присутствии этих материалов используют источники излучения с длиной волны, лежащей в ближней ультрафиолетовой (УФ) области ($\lambda < 400$ нм). Существует два основных метода обработки воды с использованием фотокаталитического процесса: введение фотокатализатора в порошкообразной форме в воду (суспензионный метод) и формирование фотокатализатора на поверхностях, контактирующих с водой (система с неподвижным слоем, иммобилизованный фотокатализатор) [9]. Преимуществом суспензионного метода является то, что площадь границы раздела фаз между поверхностью фотокатализатора и жидкостью значительно больше, чем в системе с неподвижным слоем и, следовательно, происходит более эффективная генерация радикалов или прямое взаимодействие с загрязняющими веществами. Иммобилизованный фотокатализатор позволяет избежать дополнительной операции фильтрации очищаемого раствора по окончании фотокатализа и позволяет эффективно организовать проточный процесс очистки.

Ключевым шагом в процессе разработки методики очистки воды является понимание того, насколько хорошо работает фотокатализатор при различных условиях окружающей его среды. Эффективность фотокатализатора обычно оценивают путем контроля скорости разложения в водном растворе в контролируемых условиях тестового красителя, обладающего рядом общих свойств какой-либо группы загрязнителей (например, для органических загрязнителей – бензольные кольца, сульфонатные и аминогруппы) [10]. В качестве модельного органического загрязнителя целесообразно использование Родамина В ($\text{C}_{28}\text{H}_{31}\text{ClN}_2\text{O}_3$), изменение концентрации которого в растворе удобно оценивать методом абсорбционной спектроскопии по уменьшению интенсивности основного пика поглощения.

Авторами создана и описывается в данной статье лабораторная установка для фотокаталитической очистки воды неподвижным фотокаталитическим слоем в проточном реакторе, представляющая собой компактное надежное решение для анализа эффективности и скорости протекания фотокаталитических процессов в реальном времени.

Конструкция установки и характеристики ее элементов

Конструкция созданной лабораторной установки схематично показана на рис. 1. Ее основными элементами являются проточный фотокаталитический реактор, в котором осуществляется разложение модельного загрязнителя, резервуар с очищаемой водой, насос, датчик потока жидкости, блок управления. Раствор принудительно подается в реактор с помощью насоса центробежно-вихревого типа, чтобы обеспечить постоянное циркулирование очищаемой жидкости как через реактор, так и в системе в целом. Скорость ее протекания контролирует датчик потока жидкости – расходомер. Ее можно варьировать в пределах от 0,2 до 1,2 л/мин. Объем жидкости, циркулирующей в системе, составляет 100–500 мл. Предусмотрена возможность отбора части тестового раствора для анализа, используя выпускной вентиль в резервуаре с очищаемой водой.

Реактор выполнен в форме цилиндрической чашки из фторопласта с диаметрально противоположно расположенными друг напротив друга входным и выходным отверстиями. Иммобилизованный на плоской подложке фотокатализатор размещают на дне реактора. Его верхняя часть закрыта герметично прилегающей крышкой, в которой помещены источники излучения, отделенные от внутренней полости реактора окном из оптически прозрачного материала – полистирола или кварца. Крышка реактора выполнена в виде сменного модуля, что позволяет экспериментировать с различными источниками излучения.

Для исследования процессов очистки воды авторами сконструировано три излучающих модуля: два модуля УФ диапазона и один видимого. Первый источник УФ диапазона (Matrix UV-LED) представляет собой квадратную матрицу из 16 светодиодов номинальной мощностью 80 мВт каждый. Второй источник (UV-LED) состоит из одного светодиода мощностью 2,8 Вт. Источник света видимого диапазона (V-LED) также представляет собой квадратную матрицу

из 16 светодиодов мощностью по 70 мВт каждый. Конструкция реактора допускает также использование ртутной газоразрядной лампы с размещением ее поверх него.

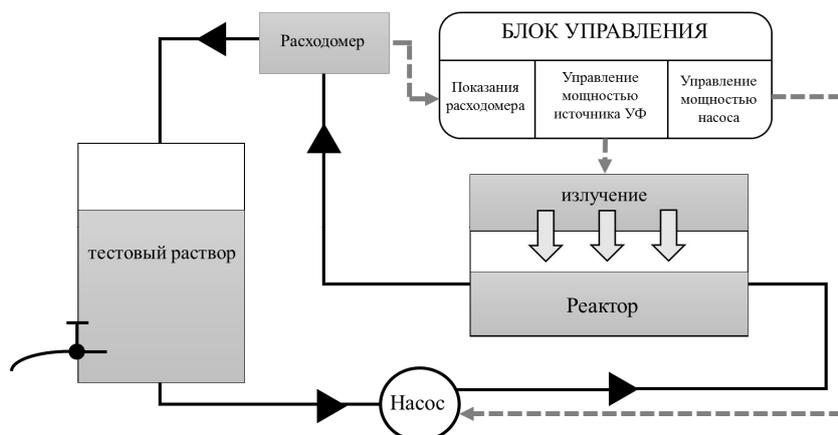


Рис. 1. Конструкция лабораторной установки для фотокаталитической очистки воды в проточном реакторе с замкнутым циклом ее циркулирования

Спектральные характеристики источников излучения в сменных модулях, записанные с использованием монохроматора-спектрографа Solar TII MS 7504i, представлены на рис. 2.

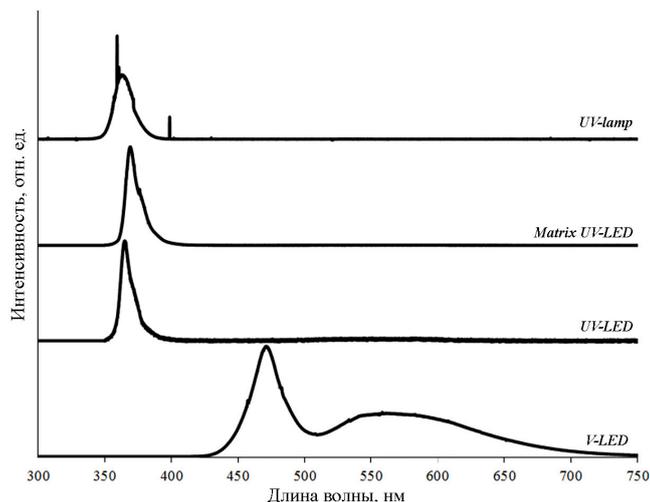


Рис. 2. Спектры используемых источников излучения: UV-lamp – ртутная газоразрядная лампа с фильтром; Matrix UV-LED – матрица УФ светодиодов; UV-LED – УФ светодиод; V-LED – светодиоды видимого диапазона

Источник UV-LED имеет максимум излучения на длине волны 365 нм, *FWHM* (ширина пика на половине высоты) составляет 10,8 нм. Matrix UV-LED излучает с максимумом на длине волны 369 нм и обладает *FWHM*, равным 11,8 нм. Максимум спектра излучения UV-Lamp приходится на длину волны 362 нм, *FWHM* составляет 15,7 нм. Излучение матрицы светодиодов видимого диапазона характеризуется пиком на длине волны 475 нм и широкой полосой в диапазоне 510–700 нм с максимумом в районе 560 нм, *FWHM* составляет 29 нм (для основной полосы). Питающее напряжение светодиодных источников составляет 5 В, ток варьируется в диапазоне от 80 до 740 мА, что позволяет управлять мощностью излучаемого ими света.

Оптически прозрачные окна, отделяющие источники излучения от внутренней полости реактора, не искажают спектральный состав излучения источников. Их спектры пропускания в диапазоне длин волн 200–1100 нм, снятые на одноканальном спектрофотометре Proscan MC122, показаны на рис. 3.

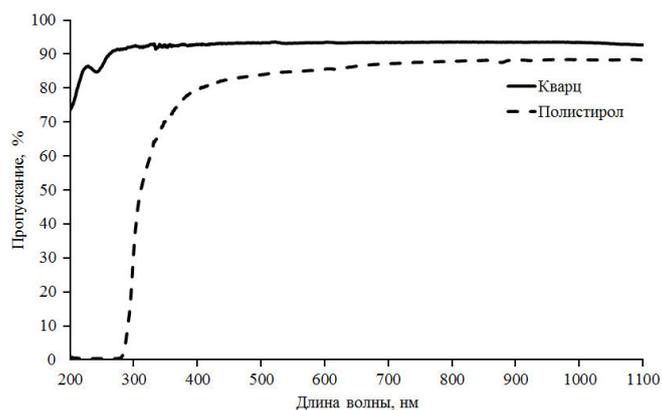


Рис. 3. Спектры пропускания окон, отделяющих светоизлучающий модуль от проточного реактора

Полоса поглощения света в используемых окнах приходится на диапазон длин волн менее 280 нм. Среднее значение коэффициента пропускания для кварцевого окна составляет 93 % в области 280–1100 нм, для полистирола – 86 % в области 400–1100 нм.

Подготовка образцов фотокатализаторов и очистка воды

Тестовые эксперименты в созданной установке проводили с использованием покрытий из TiO_2 и ZnO , сформированных по золь-гель технологии на подложках размером $25 \times 40 \times 1$ мм из алюминия технической чистоты марки А0 (ГОСТ 11069-2001).

Органические загрязнения с поверхности исходных подложек удаляли их промывкой в пропанол-2 ($\text{C}_3\text{H}_8\text{O}$). Неорганические загрязнения и слой естественного оксида алюминия стравливали в 10 % водном растворе NaOH . После каждого этапа химической обработки образцы промывали в дистиллированной воде и высушивали в потоке воздуха при 70 °С.

Золь для получения пленок TiO_2 включал 1 г тетраизопропоксида титана ($\text{Ti}(i\text{-OC}_3\text{H}_7)_4$) в качестве прекурсора, 4,7 г этанола ($\text{C}_2\text{H}_5\text{OH}$) и 4,7 г бутанола-1 ($\text{C}_4\text{H}_9\text{OH}$) в качестве растворителя, 0,21 г ацетилацетона ($\text{C}_5\text{H}_8\text{O}_2$) в качестве стабилизатора и 0,13 г дистиллированной воды для гидролиза прекурсора. Как было показано авторами ранее [11, 12], для фотокаталитических приложений целесообразно диспергировать в золе коммерческие частицы TiO_2 . Так, в золь были добавлены наночастицы TiO_2 Degussa (Evonik) P90 (размер частиц 10–20 нм, 90 % анатаз, 10 % рутил) и частицы TiO_2 с размером 100–300 нм (субмикронные частицы), порошок из которых обычно добавляют в органические краски для придания им белого цвета. Весовая пропорция количества частиц нанометрового и субмикронного размеров составляла 1:1, а их общая массовая доля в золе составляла 7,4 %.

Золь для получения ZnO включал 3,15 г ацетата цинка ($\text{ZnC}_4\text{H}_6\text{O}_4$) в качестве прекурсора, 10 г пропанола-2 в качестве растворителя, 1,5 г этаноламина ($\text{C}_2\text{H}_7\text{NO}$) в качестве стабилизатора.

Пленки указанных оксидных полупроводников формировали окунанием подложек в соответствующий золь на 1 мин с последующим извлечением, удалением излишков золя фильтровальной бумагой и сушкой при 200 °С на воздухе. Данную операцию повторяли два раза для получения однородной пленки ксерогеля. После этого образцы были отожжены на воздухе при 500 °С в течение 30 мин в муфельной печи.

В экспериментах по фотокаталитической очистке воды от органики использовали тестовый краситель Родамин В, растворенный в дистиллированной воде с концентрацией 10 мг/л. Очистку 160 мл раствора осуществляли при скорости прокачки 1 л/мин в течение 60 мин. Изменение концентрации красителя в растворе определяли по оптическим спектрам его поглощения в диапазоне длин волн 400–800 нм, записанным на одноканальном спектрофотометре Proscan MC122 при комнатной температуре.

Фотокаталитическая активность сформированных покрытий, оцененная по степени разложения Родамина В в водном растворе в условиях его облучения светом различного спектрального состава, представлена на рис. 4. Относительное уменьшение концентрации Родамина В в растворе (C/C_0) при идентичных условиях облучения, оцененное по отношению пиковой интенсивности поглощенного излучения в облученном растворе к пиковой

интенсивности поглощения излучения в исходном растворе (на длине волны 555 нм), составило 30 % для TiO_2 и 38 % для ZnO при использовании УФ светодиода и 35 % для TiO_2 и 43 % для ZnO при использовании ртутной лампы.

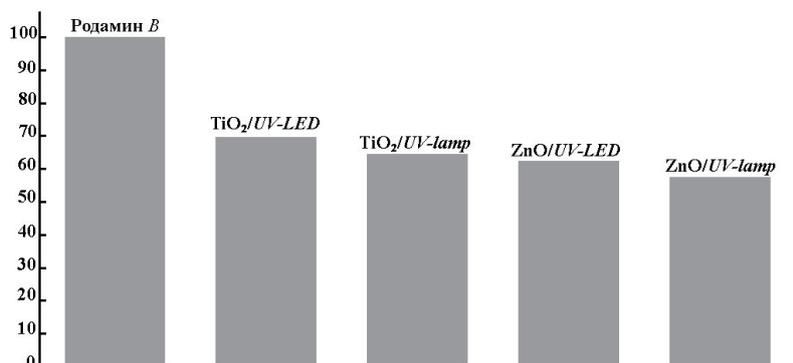


Рис. 4. Эффективность разложения красителя Родамин В в воде с использованием различных фотокатализаторов: $\text{TiO}_2/\text{UV-LED}$ – покрытие TiO_2 под облучением УФ светодиодом; $\text{TiO}_2/\text{UV-lamp}$ – покрытие TiO_2 под облучением УФ лампы; $\text{ZnO}/\text{UV-LED}$ – покрытие ZnO под облучением УФ светодиодом; $\text{ZnO}/\text{UV-lamp}$ – покрытие ZnO под облучением УФ лампы

Заключение

Созданная лабораторная установка для фотокаталитической очистки воды от органических загрязнений в проточном реакторе обеспечивает эффективное тестирование в реальном масштабе времени фотокатализаторов, иммобилизованных на твердых подложках. Для инициирования фотокатализа предусмотрена возможность использования источников излучения как УФ, так и видимого диапазонов длин волн. Отбор проб в процессе очистки позволяет регистрировать кинетику очистки воды различными фотокаталитическими материалами и сравнивать их эффективность.

Авторы признательны М.С. Лушаковой за исследование и интерпретацию спектров использованных источников света и Л.С. Хорошко за стимулирующую дискуссию.

Список литературы / References

1. Sick Water? The Central Role of Wastewater Management in Sustainable Development / E. Corcoran [et al.] // United Nations Environment Programme: a rapid response assessment. 2010. 88 p.
2. Cheremisinoff N.P. Handbook of Water and Wastewater Treatment Technologies. Butterworth-Heinemann: Oxford, 2002. 576 p.
3. Matsuo T. Advances in Water and Wastewater Treatment Technology // Molecular Technology, Nutrient Removal, Sludge Reduction and Environmental Health. Elsevier Science BV: Amsterdam, 2001. 325 p.
4. Hoffmann M.R. Environmental Applications of Semiconductor Photocatalysis // Chem. Rev. 1995. Vol. 95. P. 69–96.
5. Hashimoto K. TiO_2 photocatalysis, a historical overview and future prospects // Jpn. J. Appl. Phys. 2005. Vol. 44. P. 8269–8285.
6. Gaya U.I. Heterogeneous photocatalytic degradation of organic contaminants over titanium dioxide: A review of fundamentals, progress and problems // Photochem. Photobiol. 2008. Vol. 9 (1). P. 1–12.
7. Chen X. Titanium dioxide nanomaterials: Synthesis, properties, modifications, and applications // Chem. Rev. 2007. Vol. 107. P. 2891–2959.
8. Janotti A., Van de Walle C.G. Fundamentals of zinc oxide as a semiconductor // Reports on Progress in Physics. 2009. Vol. 72. P. 126501–126529.
9. Evaluation of two solar pilot-scale fixed-bed photocatalytic reactors / A.J. Feitz [et al.] // Water Res. 2000. Vol. 34. P. 3927–3932.
10. Photocatalytic decomposition of an organic dye by nanostructured titania deposited into porous anodic alumina / L. Khoroshko [et al.] // Physics, Chemistry and Application of Nanostructures: proceedings of the International conference «Nanomeeting-2013». Minsk, Belarus, May 28–31, 2013. P. 503–505.
11. Photocatalytic activity of nanostructured titania coatings on aluminum substrates / A.V. Baglov [et al.] // Inorganic Materials. 2017. Vol. 53 (11). P. 1180–1184.
12. Black ZnO/C nanocomposite photocatalytic films formed by one-step sol-gel technique / N.M. Denisov [et al.] // Journal of Sol-Gel Science and Technology. 2018. Vol. 85 (2). P. 413–420.

Сведения об авторах

Баглов А.В., научный сотрудник Центра 4.11 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Радионов А.А., научный сотрудник НИЛ 4.2 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Чубенко Е.Б., к.т.н., ведущий научный сотрудник НИЛ 4.3 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Зайцев В.А., магистрант кафедры микро- и наноэлектроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Борисенко В.Е., д.ф.-м.н., профессор, заведующий кафедрой микро- и наноэлектроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел.+375-17-293-88-69;
e-mail: baglov@bsuir.by
Баглов Алексей Викторович

Information about the authors

Baglov A.V., researcher of Center 4.11 of R&D department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Radionov A.A., researcher of SRL 4.2 of R&D department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Chubenko E.B., PhD, leading researcher SRL 4.3 of R&D department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics

Zaycev V.A., master student of micro- and nanoelectronics department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Borisenko V.E., D.Sci, professor, head of micro- and nanoelectronics department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Address for correspondence

220013. Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics;
tel. +375-17-293-88-69;
e-mail: baglov@bsuir.by
Baglov Aleksey Viktorovich

УДК 62-932.4

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА ПОЛУЧЕНИЯ НЕРАЗЪЕМНЫХ СОЕДИНЕНИЙ В КОНСТРУКЦИЯХ РОБОТОВ МОДУЛЬНОГО ТИПА

И.Ш. НЕВЛЮДОВ, А.В. ПОНОМАРЕВА, А.А. ФУНКЕНДОРФ, К.Л. ХРУСТАЛЕВ

Харьковский национальный университет радиоэлектроники, Украина

Поступила в редакцию 23 апреля 2018

Аннотация. Приведены зависимости влияния основных технологических параметров процесса получения неразъемных соединений в конструкциях модульного типа ультразвуковой сваркой на качество его конечного результата, определены степени детерминированности вариации критериальных переменных предикторами. Модели, полученные в ходе исследований с применением регрессионного анализа, метода активного планирования и полного факторного эксперимента, позволяют определять необходимые значения основных технологических параметров процесса расчетным методом.

Ключевые слова: модульная конструкция, автоматизация процессов сборки, ультразвуковая сварка, технологические параметры, регрессионный анализ.

Abstract. The dependences of the main technological parameters of the obtaining process for permanent connections production in modular type constructions by ultrasonic welding influence on the quality of its final result are given, the degrees of the criterial variables by the predictors determinism variations are determined. The models obtained during researches using regression analysis, the active planning method and the complete factor experiment, allow to determine the required values of the main technological parameters by the calculation method.

Keywords: modular construction, automation of assembly processes, ultrasonic welding, technological parameters, regression analysis.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 114, No. 4, pp. 51-57

Mathematical model of technological process of permanent joints obtaining in the modular type robots construction

I.Sh. Nevliudov, A.V. Ponomaryova, A.A. Funkendorf, K.L. Khrustalev

Введение

Модульный принцип в конструировании роботов различного назначения приобретает все большее распространение в настоящее время, что обусловлено повышением уровня гибкости и унификации конструкций указанного типа, их надежности и ремонтпригодности, а также экономическими показателями конечных изделий. Реализация технологических процессов сборки роботов с конструкциями модульного типа заключается в обеспечении согласованности структурных элементов в целостной системе устройства за счет получения межмодульных соединений разъемного и неразъемного типов. Указанные сборочные процессы являются наименее автоматизированными в условиях современных производств и в общей структуре трудоемкости изготовления занимают непропорционально большой удельный вес, который в настоящее время достигает 70 % от общего объема производства [1].

Автоматизация технологических операций обеспечения разъемных межмодульных соединений подразумевает использование универсального оборудования (в основном

промышленных роботов-манипуляторов) с высокими показателями точности позиционирования исполнительных элементов. Автоматизация операций получения неразъемных межмодульных соединений является более сложной задачей, подразумевающей использование специализированного исполнительного оборудования с учетом стремления к сохранению максимального уровня гибкости реализации сборочных процессов, а также достижения оптимальных параметров соответствующих технологических режимов для обеспечения максимального качества конечных изделий. Решение данной задачи требует разработки новых подходов, основанных на разработке соответствующего математического и алгоритмического обеспечения для их реализации, что, в свою очередь, требует определения степени детерминированности вариации значений технологических параметров процесса на конечный результат.

Постановка задачи исследования

Получение межмодульных (и в некоторых случаях внутримодульных) неразъемных соединений в конструкциях роботов модульного типа методом ультразвуковой (УЗ) сварки поверхностей позволяет получать неразъемные контактные соединения механического и электрического типов с учетом возможной разнородности материалов, путем воздействия на них УЗ колебаний. УЗ сварка имеет множество преимуществ по сравнению с другими методами и позволяет получать соединения тонких элементов (к примеру, 10 мкм для алюминия), благодаря чему может быть применена при производстве микро- и нанороботов [2, 3]. Одной из наиболее распространенных конструкций для реализации неразъемных соединений указанным методом является установка с продольно-колебательными системами (рис. 1). В конструкциях такого типа важным является расположение свариваемых поверхностей и плоскости опоры к выводу волновода-концентратора, обеспечивающее ортогональность направленности распространения УЗ волн относительно свариваемых поверхностей и соответствующее направлению вектора силы сварочного усилия $F_{св}$. Указанные элементы могут рассматриваться как съемные исполнительные элементы роботов-манипуляторов (волновод и опора), а также могут находиться в их схватах (сварочные поверхности), обеспечивая тем самым максимальную гибкость процессов получения неразъемных соединений методом УЗ сварки.

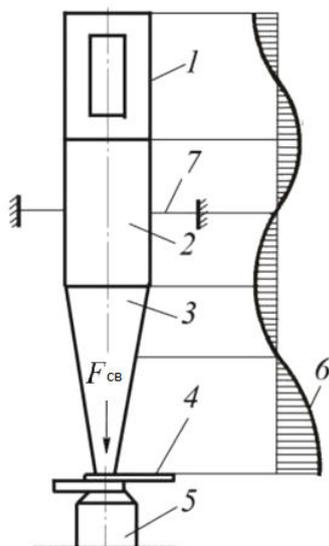


Рис. 1. Схема ультразвуковой сварки с продольной колебательной системой, состоящей из преобразователя (1), волновода-концентратора (2, 3), свариваемых деталей (4), опоры (5), амплитуды колебаний (6) и акустической развязки (7) [4]

Ультразвуковая сварка является достаточно сложным процессом, в ходе реализации которого на конечный результат воздействует ряд параметров, среди которых можно выделить основные технологические параметры, которые непосредственно влияют на количество

механической энергии, подводимой к свариваемым материалам и превращаемой в тепловую энергию. К основным технологическим параметрам указанного процесса относят амплитуду колебаний рабочего торца волновода, частоту колебаний, продолжительность ультразвукового импульса (применимо для точечной сварки) или скорость сварки (применимо для шовной сварки) и сварочное давление или усилие прижима сварочного инструмента к материалу. В некоторых случаях частота и амплитуда являются либо статичными параметрами, характерными для конкретной модели исполнительного оборудования, либо достаточно сложными в наладке. Для таких случаев регулирование этих двух параметров компенсируется регулированием исходной мощности УЗ генератора. К дополнительным параметрам относятся параметры, влияющие на непроизводительные затраты энергии (энергию механических колебаний, безвозвратно теряющуюся в опоре, или теплоту, уходящую из сварочной зоны вследствие теплоотвода в холодные волновод и опору), а именно размеры, форму и материал опоры и волновода, материал подложки, температуру предварительного подогрева волновода и т. д. [5].

Регулирование исходных значений основных технологических параметров УЗ сварки с учетом их взаимосвязи позволяет оптимизировать режим данного процесса, что требует определения степени детерминированности вариаций их значений с учетом влияния на конечное качество полученных соединений.

Проведение эксперимента и результаты исследования

Для реализации дальнейшего исследования принято решение об использовании регрессионного анализа как метода статического эксперимента, позволяющего выявить зависимость влияния основных технологических параметров процесса на качество его конечного результата, реализовать предсказания его значений и определить степени детерминированности вариации критериальных переменных предикторами. Также для определения степени влияния значений технологических параметров процесса УЗ сварки было принято решение об использовании полного факторного эксперимента (ПФЭ) [2], что обусловлено простотой решения системы уравнений оценивания параметров, а также статистической избыточностью количества измерений, которая уменьшает влияние погрешностей отдельных измерений на оценку параметров.

В рамках указанного, модель процесса получения неразъемных соединений УЗ сваркой может быть представлена в виде модели типа «черный ящик» (рис. 2), позволяющей рассматривать данный процесс как целостную систему без учета ее элементов и определять ее реакции на изменяющиеся значения входных параметров с учетом их ограничений.

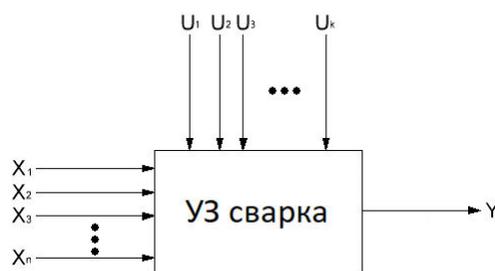


Рис. 2. Модель процесса получения неразъемных соединений методом УЗ сварки

Математическое описание модели состоит из описания границ, которые устанавливаются возможностями системы, ее программного и технического обеспечения. Модели такого типа характеризуются входными сигналами, которые могут быть заданы: программно и рассматриваться как заданные управляющие воздействия (входные значения основных технологических параметров); случайными внешними возмущениями (дополнительными параметрами); результирующими управляющими сигналами, поступающими на исполнительное оборудование и обеспечивающими режимы технологических параметров процесса:

$$M_{\text{УЗС}} = \begin{cases} X = \{X_1, X_2, X_3, \dots, X_n\}; \\ U = \{U_1, U_2, U_3, \dots, U_k\}; \\ Y, \end{cases} \quad (1)$$

где $M_{\text{УЗС}}$ – модель процесса УЗ сварки, n – количество входных параметров X , воздействующих на процесс (основных технологических параметров), k – количество случайных параметров U , воздействующих на процесс (дополнительных параметров), Y – параметр, по которому оценивается качество полученного соединения.

При этом воздействие основных технологических параметров процесса на конечный результат (без учета воздействия случайных параметров) описывается следующим выражением:

$$Y = f(X_1, X_2, X_3 \dots X_n). \quad (2)$$

Математическая модель системы может быть получена в результате аппроксимации этой функции какой-либо другой функцией. В случае аппроксимации линейной функции модель процесса УЗ сварки может быть описана выражением:

$$Y = a_0 + a_1x_1 + a_2x_2 + \dots + a_nx_n, \quad (3)$$

где $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$ – искомые параметры модели, позволяющие предсказывать значение Y и поведение системы в целом, в определении которых и заключается цель эксперимента.

Важно отметить, что параметр a_0 позволяет учитывать воздействие случайных параметров процесса U на его конечный результат Y .

Использование метода активного планирования позволило не только разбить весь эксперимент на несколько этапов, но и варьировать ряд факторов и получать одновременно количественные оценки всех проявляющихся эффектов. При этом, в отличие от классического регрессионного анализа, избегать корреляции между коэффициентами уравнения регрессии. Таким образом, при статическом подходе математическая модель процесса получения неразъемных соединений методом УЗ сварки может быть представлена в общем виде полиномом n -степени – отрезком ряда Тейлора, в который разлагается неизвестная функция:

$$Y(X_1, X_2, X_3 \dots X_n) = b_0 + \sum_{i=1}^k b_i X_i + \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^k b_{ij} X_i X_j + \sum_{\substack{i,j,u=1 \\ i \neq j \neq u}}^k b_{iju} X_i X_j X_u + \sum_{i=1}^k b_{ii} X_i^2 + \dots, \quad (4)$$

где b_0 – свободный член, b_i – линейные эффекты, b_{ij} – эффекты парного взаимодействия, b_{iju} – эффекты тройного взаимодействия, b_{ii} – квадратичные эффекты.

В качестве исходных значений основных технологических параметров в рамках использования продольной колебательной системы точечной УЗ сварки (автоматическая установка FK Delvotec 6400, модернизированная для точечной сварки) были рассмотрены усилие нагрузки сварочного инструмента F_{H} в диапазоне 202,6...147,7 мН, исходная мощность УЗ генератора $P_{\text{УЗ}}$ в диапазоне значений 0,21...0,26 Вт и время сварки $t_{\text{СВ}}$ – 46,65...67,25 мс. Количество экспериментов, в соответствии с планированием ПФЭ, составило 2^n , где n – количество факторов, следовательно – 8. Соответственно, в ходе проведения эксперимента было получено по 15 образцов сварных соединений (алюминиевые проводники толщиной 14 и 20 мкм) для режимов, соответствующих граничным значениям указанных диапазонов значений параметров. Как показатель качества полученных электрических соединений использовалось их переходное сопротивление $R_{\text{П}}$, определение экспериментальных значений которого проводилось методом вольтметра-амперметра [6]. Для граничных значений параметров была проведена их нормировка, вследствие чего

максимальным значениям факторов присвоим нормированное значение +1, минимальным – нормированное значение –1. Результирующие усредненные значения переходного сопротивления, полученные экспериментальным путем для каждой из серий образцов, представлены на рис. 3.

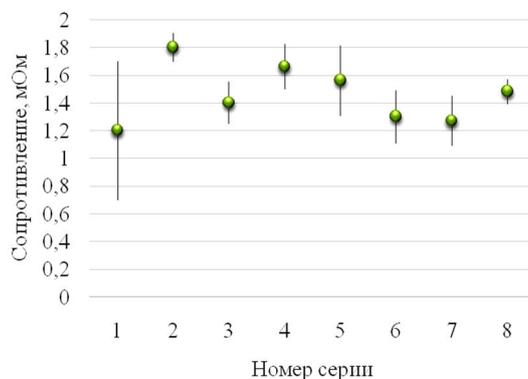


Рис. 3. Результаты серий экспериментов

На основе полученных значений была составлена матрица планирования эксперимента (табл. 1).

Таблица 1. Матрица планирования

№	X_0	F_H	$P_{УЗ}$	$t_{СВ}$	F_H , мН	$P_{УЗ}$, Вт	$t_{СВ}$, мс	$\Delta R_{П}$, мОм
	X_0	X_1	X_2	X_3	X_1	X_2	X_3	Y
1	1	1	1	1	202,60	0,26	67,25	1,2±0,5
2	1	1	1	-1	202,60	0,26	46,65	1,8±0,1
3	1	1	-1	1	202,60	0,21	67,25	1,4±0,15
4	1	1	-1	-1	202,60	0,21	46,65	1,66±0,16
5	1	-1	1	1	147,70	0,26	67,25	1,56±0,25
6	1	-1	1	-1	147,70	0,26	46,65	1,3±0,19
7	1	-1	-1	1	147,70	0,21	67,25	1,27±0,18
8	1	-1	-1	-1	147,70	0,21	46,65	1,48±0,09

Полученная в соответствии с приведенной матрицей математическая модель имеет вид

$$Y = 1,6 + 0,002x_1 + 0,25x_2 - 0,0098x_3. \quad (5)$$

Коэффициент детерминации R^2 , обеспечивающий приведенную модель, принял достаточно малое значение 0,36, что свидетельствует о необходимости изменения структуры модели. Также полученное значение указывает на существование взаимной связи между основными технологическими параметрами процесса либо на их нелинейность. Добавление влияния нелинейности факторов в ходе проведения эксперимента также не привели к повышению соответствующего коэффициента R^2 . Сравнение полученных экспериментальных и модельных данных приведено на рис. 4.

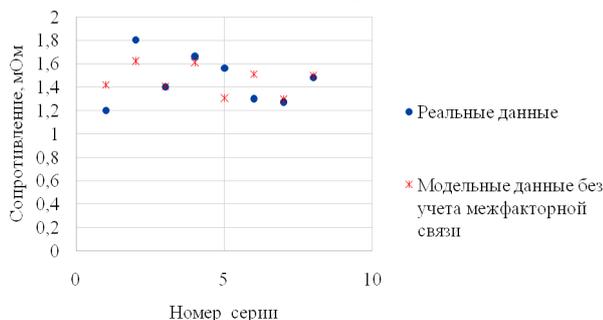


Рис. 4. Сравнение экспериментальных и модельных данных

Для определения коэффициентов взаимодействия было принято решение о расширении матрицы планирования дополнительными столбцами, учитывающими эффект двойного и тройного взаимодействия факторов (табл. 2).

Таблица 2. Расширенная матрица планирования

№	X_0	X_1	X_2	X_3	$X_1 X_2$	$X_1 X_3$	$X_2 X_3$	$X_1 X_2 X_3$	Y
	1	1	1	1	1	1	1	1	$1,2 \pm 0,5$
1	1	1	1	-1	1	-1	-1	-1	$1,8 \pm 0,1$
2	1	1	-1	1	-1	1	-1	-1	$1,4 \pm 0,15$
3	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	$1,66 \pm 0,16$
4	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	$1,56 \pm 0,25$
5	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	$1,3 \pm 0,19$
6	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	$1,27 \pm 0,18$
7	1	-1	-1	-1	1	1	1	-1	$1,48 \pm 0,09$

В соответствии с расширенной матрицей планирования получена математическая модель технологического процесса получения неразъемных соединений в конструкциях роботов модульного типа с использованием УЗ сварки, отражающая взаимосвязи основных технологических параметров процесса и их влияние на конечный результат:

$$Y = 30,73 - 0,159x_1 - 140,8x_2 - 0,54x_3 + 0,78x_1x_2 + 0,0029x_1x_3 + 2,57x_2x_3 - 0,014x_1x_2x_3. \quad (6)$$

Для приведенной модели коэффициент детерминации $R^2 = 0,99$, что является достаточно высоким показателем. Таким образом, ошибка между экспериментальными и вычисленными в соответствии с расширенной матрицей планирования данными близится к нулю.

Полученная функциональная взаимосвязь между факторами и результирующим показателем качества соединений, полученных методом УЗ сварки, – переходным сопротивлением, с учетом известности требуемых значений данного параметра позволяет определять необходимые значения основных технологических параметров процесса УЗ сварки (например, времени сварки – x_3):

$$X_3 = \frac{Y - 30,73 + 0,159X_1 + 140,8X_2 - 0,78X_1X_2}{-0,54 + 0,0029X_1 + 2,57X_2 - 0,014X_1X_2}. \quad (7)$$

Заключение

Проверка влияния коэффициентов, проведенная по критерию Стьюдента с использованием параллельных опытов, показала значимость всех коэффициентов соответствующего уравнения. Малое значение коэффициента детерминации, полученное в результате первого эксперимента, с последующей неэффективностью добавления влияния нелинейности факторов в модель, указывает на существование взаимной связи между основными технологическими параметрами процесса. Математическая модель технологического процесса получения неразъемных соединений в конструкциях роботов модульного типа с использованием УЗ сварки, отражающая взаимосвязи основных технологических параметров процесса и их влияние на показатель качества сваренных электрических соединений, была получена в соответствии с расширенной матрицей планирования и учетом возможной корреляционной связи между основными технологическими параметрами процесса. Проверка адекватности модели осуществлялась с использованием критерия Фишера. Выявленная в ходе проведения исследования функциональная взаимосвязь между значениями основных технологических параметров процесса УЗ сварки и усредненными значениями переходного сопротивления полученных сварных соединений, позволяет определять необходимые значения основных технологических параметров процесса расчетным методом, что, в свою очередь, способствует дальнейшей реализации контура адаптивного управления процессом получения неразъемных соединений в конструкциях модульного типа указанным методом.

Список литературы

1. Шишмарев В.Ю. Автоматизация технологических процессов. М.: Изд. центр «Академия», 2013. 352 с.
2. Невлюдов І.Ш. Основи виробництва електронних апаратів. Харків: Сміт, 2005. 692 с.
3. Медведев А.М. Сборка и монтаж электронных устройств. М.: Техносфера, 2007. 256 с.
4. Курс лекций-презентаций по дисциплине «Технология и оборудование сварки давлением» // en.ppt-online.org/ [Электронный ресурс]. – URL: <https://en.ppt-online.org/273479> / (дата обращения: 08.10.2017).
5. Холопов Ю.В. Ультразвуковая сварка пластмасс и металлов. Л.: Машиностроение, 1988. 224 с.
6. Дивин А.Г. Пономарев С.В. Методы и средства измерений, испытаний и контроля. В 5 ч. Тамбов: Изд-во ГОУ ВПО ТГТУ, 2011. Ч. 1. 104 с.

References

1. Shishmarev V.Yu. Avtomatizaciya tekhnologicheskikh processov: uchebnyk dlya stud. uchrezhdenij sred. prof. obrazovaniya. 7e izd., ispr. M.: Izd. centr «Akademiya», 2013. 352 s. (in Russ.)
2. Nevliudov I.Sh. Osнови virobniцtva elektronnih aparativ. Harkiv: Smit, 2005. 692 s. (in Ukr.)
3. Medvedev A.M. Sbornka i montazh ehlektronnyh ustrojstv. M.: Tekhnosfera, 2007. 256 s. (in Russ.)
4. Kurs lekcij-prezentacij po discipline «Tekhnologiya i oborudovanie svarki davleniem» // en.ppt-online.org/ [Electronic resource]. – URL: <https://en.ppt-online.org/273479> / (access date: 08.10.2017). (in Russ.)
5. Holopov Yu.V. Ul'trazvukovaya svarka plastmass i metallov. L.: Mashinostroenie. Leningr. otd. 1988. 224 s. (in Russ.)
6. Divin A.G. Ponomarev S.V. Metody i sredstva izmerenij, ispytanj i kontrolya : uchebnoe posobie. V 5 ch. Tambov: Izd-vo GOU VPO TGTU, 2011. Ch. 1. 104 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

Невлюдов І.Ш., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой компьютерно-интегрированных технологий, автоматизации и мехатроники Харьковского национального университета радиоэлектроники.

Пономарева А.В., к.т.н., доцент, доцент кафедры компьютерно-интегрированных технологий, автоматизации и мехатроники Харьковского национального университета радиоэлектроники.

Функендорф А.А., ассистент кафедры компьютерно-интегрированных технологий, автоматизации и мехатроники Харьковского национального университета радиоэлектроники.

Хрусталеv К.Л., к.т.н., старший преподаватель кафедры компьютерно-интегрированных технологий, автоматизации и мехатроники Харьковского национального университета радиоэлектроники.

Information about the authors

Nevliudov I.Sh., DSci, professor, head of computer-integrated technologies, automation and mechatronics department of Kharkiv national university of radioelectronics.

Ponomaryova A.V., PhD, associate professor, associate professor of computer-integrated technologies, automation and mechatronics department of Kharkiv national university of radioelectronics.

Funkendorf A.A., assistant of computer-integrated technologies, automation and mechatronics department of Kharkiv national university of radioelectronics.

Khrustalev K.L., PhD, senior lecturer of computer-integrated technologies, automation and mechatronics department of Kharkiv national university of radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

61166, Украина,
г. Харьков, пр-т Науки, 14,
Харьковский национальный
университет радиоэлектроники
тел. +38-057-702-14-86;
e-mail: anastasiia.funkendorf@nure.ua
Функендорф Анастасия Александровна

Address for correspondence

61166, Ukraine,
Kharkiv, Science ave., 14,
Kharkiv national
university of radioelectronics
tel. +38-057-702-14-86;
e-mail: anastasiia.funkendorf@nure.ua
Funkendorf Anastasiia Alexandrovna

УДК 66-911.48

ЗОЛЬ-ГЕЛЬ СИНТЕЗ И ПРОПУСКАНИЕ МНОГОСЛОЙНЫХ ПОКРЫТИЙ $BaTiO_3/SiO_2$

К.С. СУКАЛИН¹, Т.Ф. РАЙЧЕНОК², Н.В. ГАПОНЕНКО¹, К.В. ШЕЙДАКОВА¹,
И.В. ЛУКОНИНА¹, П.А. ХОЛОВ¹, И.В. СВЕШНИКОВ¹, К.Р.С. СОМА РАДЖИ³

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

²Институт физики им. Б.И. Степанова, Республика Беларусь

³Centre for Sol-Gel Coatings, International Advanced Research Centre
for Powder Metallurgy and New Materials, India

Поступила в редакцию 26 апреля 2018

Аннотация. В работе изложены результаты формирования золь-гель методом многослойных покрытий, отличающихся показателем преломления $BaTiO_3/SiO_2$, на кварцевых и кремниевых подложках. Показано, что многослойные покрытия после термообработки при температуре 450 °С формируют полосу непрозрачности на спектре пропускания с минимумом 693 нм для 14 пар слоев $BaTiO_3/SiO_2$, уменьшая пропускание до 35 %, при этом пропускание в ИК-диапазоне 1000–2000 нм ослабляется до 70–75 %. Пленки являются рентгеноаморфными после термообработки при температурах 450 и 600 °С. Обсуждается перспектива применения разрабатываемых фильтров для оптики и нанопотоники.

Ключевые слова: золь-гель метод, титанат бария, фильтр.

Abstract. The paper presents a method for the formation of multilayer coatings differing in the refractive index of $BaTiO_3 / SiO_2$ on quartz and silicon substrates. It is shown that multilayer coatings after heat treatment at 450°C create a dip in the optical transmission spectrum at 693 nm for 14 pairs of $BaTiO_3 / SiO_2$ layers, reducing the transmission to 35 %, while the transmission in the IR range of 1000–2000 nm is attenuated to 70–75 %. The films are amorphous for X-ray diffraction analysis after heat treatment at 450 and 600 °C. The prospects of using the developed filters for optics and nanophotonics are discussed.

Keywords: sol-gel method, barium titanate, filter.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 114, No. 4, pp. 58-63

Sol-gel synthesis and transmission of $BaTiO_3/SiO_2$ multilayer coatings

K.S. Sukalin, T.F. Raichenok, N.V. Gaponenko, K.V. Shaidakova,

I.V. Lukonina, P.A. Kholov, I.V. Sveshnikov, K.R.C. Soma Raju

Введение

Многослойные пленочные структуры, отличающиеся показателями преломления, представляют интерес для разработки интерференционных фильтров [1]. С точки зрения перераспределения плотности оптических мод (плотности фотонных состояний) представляет интерес разработка технологий формирования одномерных фотонных кристаллов и микрорезонаторов, имеющих полосу непрозрачности (фотонную запрещенную зону) [2]. Интенсивно исследуется возможность формирования многослойных структур с интерференционной полосой непрозрачности для изменения спектра люминесценции примесей, повышения и понижения интенсивности мод излучения, а также для уменьшения времени жизни в возбужденном состоянии. Значительные перспективы в области разработки фильтров и структур нанопотоники имеет золь-гель технология [3, 4]. Показатель преломления

формируемого из золя слоя определяется выбором прекурсора. Активная часть микрорезонатора может быть легко легирована примесными люминесцирующими ионами за счет растворения в золе их соединений. Представляет интерес дальнейшая разработка технологии формирования многослойных структур, используя золь-гель метод. Для практического применения также представляет интерес ослабление ИК-излучения за счет формирования покрытий на прозрачных подложках при температурах термообработки, не допускающих деградации подложки, например, не выше 450 °С для стекла [5].

В данной работе исследована морфология и спектры пропускания пленок $\text{BaTiO}_3/\text{SiO}_2$, сформированных золь-гель методом.

Методика эксперимента

Для формирования пленок керогеля SiO_2 был приготовлен золь, включающий этанол ($\text{C}_2\text{H}_5\text{OH}$), тетраэтилортосиликат ($\text{Si}(\text{C}_2\text{H}_5\text{O})_4$), дистиллированную воду (H_2O) и соляную кислоту (HCl). Для приготовления золя были смешаны $\text{C}_2\text{H}_5\text{OH}$ и дистиллированная вода, затем полученный раствор довели до $\text{pH} = 1$ с помощью добавления концентрированной соляной кислоты по каплям. После этого в раствор добавили тетраэтилортосиликат. Для формирования пленок керогеля BaTiO_3 были приготовлены золи с концентрацией 45–60 мг/мл. Сначала готовили раствор, содержащий изопропоксид титана и уксусную кислоту, который перемешивали до полного растворения всех компонентов. После этого к полученному раствору добавили ацетат бария. Далее полученный золь перемешивали до полного растворения всех компонентов, в результате чего был сформирован устойчивый пленкообразующий золь. Перед нанесением золя подложка подвергалась химической очистке и сушке. Далее методом центрифугирования (скорость 2700 об/мин, время 30 с) на подложку поочередно наносились золи, формирующие BaTiO_3 , затем SiO_2 . Существенно, что каждый слой подвергался сушке при температуре 200 °С в течение 10 мин, затем термообработке при температуре 450 °С в течение 30 мин. Спектры пропускания измерялись на спектрофотометре CARY-500 Scan UV-VIS-NIR (Varian, США-Австралия). Рентгенодифракционные исследования проведены на автоматизированном дифрактометре ДРОН-3 с использованием монохроматического $\text{CuK}\alpha$ -излучения. Морфологический анализ пленок проводился на растровом электронном микроскопе Hitachi S-4800.

Результаты и их обсуждение

По данным эллипсометрии и растровой электронной микроскопии типичная толщина пленок титаната бария после центрифугирования и термообработки составляет 50–100 нм (рис. 1). Толщина трехслойного покрытия $\text{BaTiO}_3/\text{SiO}_2/\text{BaTiO}_3$ на подложке кремния составляет около 350 нм. Показатель преломления ксерогеля титаната бария уменьшается с увеличением концентрации золя и для концентрации 60 мг/мл в диапазоне длин волн 500–1600 нм изменяется от 1,88 до 1,82 (рис. 2). Существенно, что золь-гель метод формирования многослойных покрытий позволяет легко изменять толщину пленки последовательным наращиванием слоев. На рис. 3 приведено РЭМ-изображение структуры $\text{BaTiO}_3/\text{SiO}_2/\text{BaTiO}_3$ с двойным слоем ксерогеля оксида кремния. Толщина слоя оксида кремния по сравнению с образцом, изображенным на рис. 1, возросла от 150 до 340 нм.

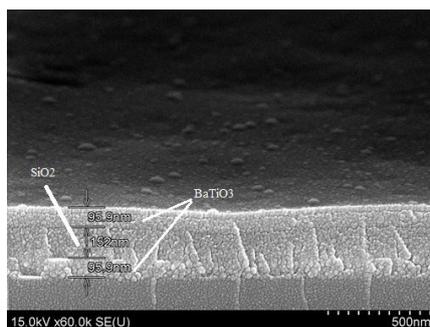


Рис. 1. РЭМ-изображение скола 3х-слойного образца $\text{BaTiO}_3/\text{SiO}_2/\text{BaTiO}_3$ на подложке кремния

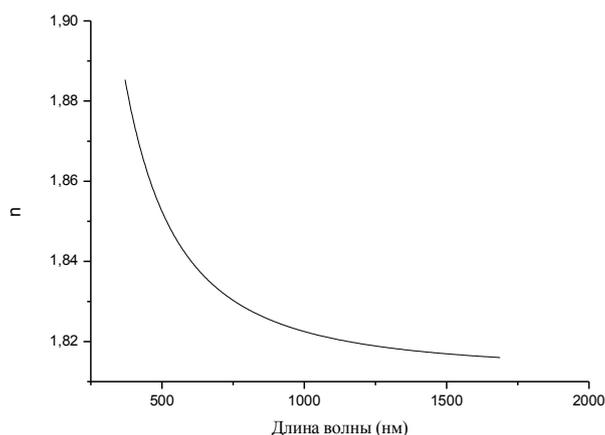


Рис. 2. Зависимость показателя преломления пленки BaTiO_3 от длины волны

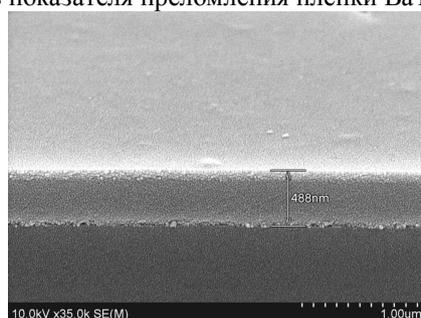


Рис. 3. РЭМ-изображение скола трехслойного образца $\text{BaTiO}_3/\text{SiO}_2/\text{BaTiO}_3$ на подложке кварца, слой SiO_2 наносился дважды подряд

На рис. 4 приведены спектры пропускания кварцевых подложек с покрытиями $\text{BaTiO}_3/\text{SiO}_2$. Пропускание подложки с однослойным покрытием BaTiO_3 в диапазоне от 1000 до 2000 нм составляет 90–95 %. При нанесении трехслойного покрытия $\text{BaTiO}_3/\text{SiO}_2/\text{BaTiO}_3$ можно наблюдать незначительное ослабление ИК-излучения с несколькими минимумами для длин волн 600 нм и 1088 нм, для которых пропускание уменьшается до 66 и 74 % соответственно. При формировании 7 пар слоев $\text{BaTiO}_3/\text{SiO}_2$ пропускание в ИК-диапазоне 1000–2000 нм ослабляется до 70–75 %. Наблюдается ослабление ИК-излучения с минимумом на длине волны 693 нм, для которого пропускание уменьшается до 36 %. Повышение температуры термообработки образцов до 600 °С не приводит к существенным изменениям спектров пропускания. Отметим, что синтезированная на кварцевой подложке многослойная структура, содержащая 7 пар слоев $\text{BaTiO}_3/\text{SiO}_2$, является рентгеноаморфной как после термообработки при температуре 450 °С, так и при 600 °С (рис. 5).

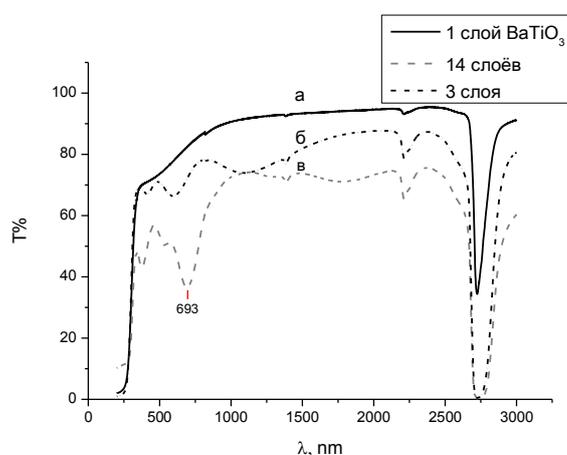


Рис.4. Спектры пропускания на кварцевых подложках: *a* – однослойного образца BaTiO_3 ; *б* – 3-х слойного образца $\text{BaTiO}_3/\text{SiO}_2/\text{BaTiO}_3$ с двойным слоем SiO_2 ; *в* – 14 слоёв (7 пар) $\text{BaTiO}_3/\text{SiO}_2$ на кварце

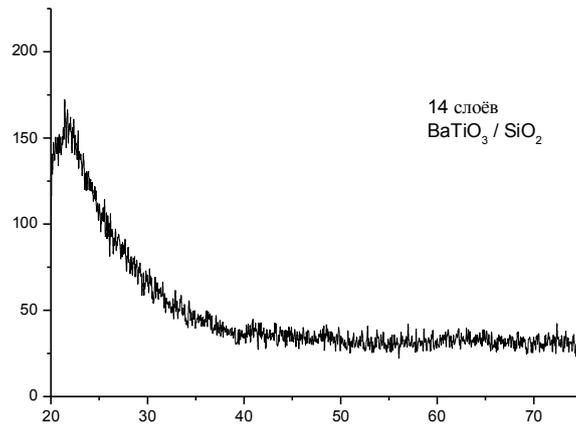


Рис. 5. Рентгенограмма структуры из 7 пар слоёв BaTiO₃/SiO₂, синтезированной на кварцевой подложке

Согласно данным моделирования, полученным для показателей преломления $n = 1,9$ для BaTiO₃ и $n = 1,45$ для SiO₂, с увеличением толщины каждого из слоёв BaTiO₃ и SiO₂ полоса непрозрачности смещается из видимого диапазона в длинноволновую область, и для толщин BaTiO₃ и SiO₂ 250 нм формируется широкая полоса отражения в области 1400–1900 нм (рис. 6). При этом прозрачность структуры в видимом диапазоне сохраняется достаточно высокая, что имеет практический интерес для разработки фильтров, отражающих тепловое ИК-излучение.

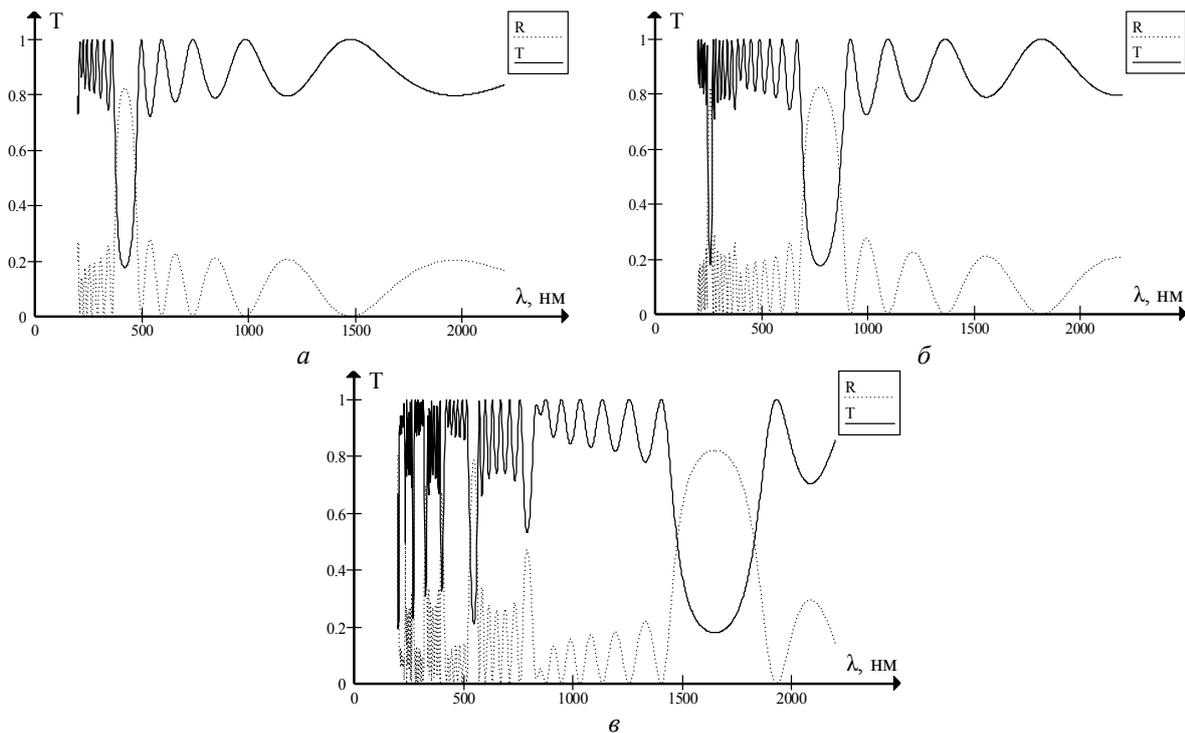


Рис. 6. Результаты моделирования пропускания (T) и отражения (R) для образца семислойной структуры BaTiO₃/SiO₂ с различной толщиной слоёв: a – BaTiO₃ 90 нм; SiO₂ 110 нм; $б$ – BaTiO₃ 60 нм; SiO₂ 70 нм; $в$ – BaTiO₃ 250 нм; SiO₂ 250 нм

Заключение

Таким образом, технология формирования многослойных покрытий BaTiO₃/SiO₂ золь-гель методом представляет интерес для получения многослойных фильтров с полосой непрозрачности, регулируемой режимами формирования, наряду с другими более изученными покрытиями TiO₂/SiO₂. Разработанный золь для формирования пленок BaTiO₃ сохраняет стабильность в течение нескольких месяцев.

Работа выполнена при поддержке белорусско-индийского проекта ГКНТ № Ф17ИНДГ-001.

Список литературы

1. Борисевич Н.А., Верещагин В.Г., Валидов М.А. Инфракрасные фильтры. М.: Наука и техника, 1971. 228 с.
2. Gaponenko S.V. Introduction to Nanophotonics. UK: Cambridge University Press, 2010. 465 p.
3. Eu³⁺ -doped microcavities fabricated by sol-gel process / J. Bellessa [et al.] // Appl. Phys. Lett. 2001. Vol. 79. P. 2142–2144.
4. Strongly enhanced Tb luminescence from titania xerogel solids mesoscopically confined in porous anodic alumina / N.V. Gaponenko [et al.] // Appl. Phys. Lett. 2000. Vol. 76, № 8. P. 1006–1008.
5. Effect of heat treatment on the optical properties of sol-gel derived, fully dielectric solar control coatings on glass / S. Manasa, R. Subasri // J. Coat. Technol. Res. 2016. Vol.13 (4). P. 623–628.

References

1. Borisevich N.A., Vereshhagin V.G., Validov M.A. Infrakrasnye fil'try. M.: Nauka i tehnika, 1971. 228 s. (in Russ.)
2. Gaponenko S.V. Introduction to Nanophotonics. UK: Cambridge University Press, 2010. 465 p.
3. Eu³⁺ -doped microcavities fabricated by sol-gel process / J. Bellessa [et al.] // Appl. Phys. Lett. 2001. Vol. 79. P. 2142–2144.
4. Strongly enhanced Tb luminescence from titania xerogel solids mesoscopically confined in porous anodic alumina / N.V. Gaponenko [et al.] // Appl. Phys. Lett. 2000. Vol. 76, № 8. P. 1006–1008.
5. Effect of heat treatment on the optical properties of sol-gel derived, fully dielectric solar control coatings on glass / S. Manasa, R. Subasri // J. Coat. Technol. Res. 2016. Vol.13 (4). P. 623–628.

Сведения об авторах

Гапоненко Н.В., д.ф.-м.н., профессор, заведующий НИЛ 4.5 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Сукалин К.С., инженер-технолог НИЛ 4.5 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Райченко Т.Ф., к.ф.-м.н., ведущий научный сотрудник лаборатории физики инфракрасных лучей Института физики им. Б. Степанова НАН Беларуси.

Шейдакова К.В., инженер-электроник НИЛ 4.5 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Луконина И.В., студентка Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Холлов П.А., м.н.с. НИЛ 4.5 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Свешников И.В., аспирант Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Сома Раджи К.Р.С., техник центра золь-гель покрытия Международного центра передовых исследований в области порошковой металлургии и новых материалов.

Information about the authors

Gaponenko N.V., D.Sci, professor, head of SRL 4.5 of R&D department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Sukalin K.S., engineer-technologist of SRL 4.5 of R&D department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Raichenok T.F., PhD, leading researcher of laboratory of infrared physics of Institute of physics of Belarus NAS named after B. Stepanov.

Shaidakova K.V., electronics engineer of SRL 4.5 of R&D department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Lukonina I.V. student of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Kholov P.A., junior researcher of SRL 4.5 of R&D department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Sveshnikov I.V., PG student of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Soma Raju K.R.C., technical officer of International advanced research centre for powder metallurgy and new materials.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293-88-75;
e-mail: nik@nano.bsuir.edu.by
Гапоненко Николай Васильевич

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-17-293-88-75;
e-mail: nik@nano.bsuir.edu.by
Gaponenko Nikolai Vasilievich

УДК 621.382

ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ДАТЧИКОВ ХОЛЛА

ДАО ДИНЬ ХА, В.Р. СТЕМПИЦКИЙ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 16 мая 2018

Аннотация. Представлены результаты приборно-технологического и схемотехнического моделирования кремниевого датчика Холла с целью определения его динамических характеристик. Исследовано влияние размеров активной области, определены теоретическое и фактическое значения верхнего предела полосы пропускания датчика Холла с учетом внутренней паразитной емкости, а также при наличии и отсутствии емкостной нагрузки. Промоделированы характеристики датчика Холла, совмещенного на одном кристалле с дифференциальным усилителем.

Ключевые слова: датчик Холла, приборно-технологическое и схемотехническое моделирование, емкостная нагрузка, дифференциальный усилитель.

Abstract. The results of device-technological and schematic simulation of the silicon Hall sensor with the purpose of determine its dynamic characteristics are presented. The influence of the dimensions of the active region is investigated, the theoretical and actual values of the upper limit of the bandwidth of the Hall sensor are determined, taking into account the internal parasitic capacitance, and the presence and absence of a capacitive load. The characteristics of the Hall sensor combined on a single crystal with a differential amplifier are simulated.

Keywords: Hall sensor, device-technological and schematic simulation, capacitive load, differential amplifier.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 114, No. 4, pp. 64-70

Frequency characteristics of integral Hall sensor

Dao Dinh Ha, V.R. Stempitsky

Введение

В различных технических системах для контроля движения, положения, скорости, направления, тока, уровня и других параметров широко применяются бесконтактные магниточувствительные элементы, принцип действия которых основан на эффекте Холла.

Датчики Холла (ДХ), несмотря на простоту реализации, имеют ряд ограничений по рабочим частотам, верхний предел которых составляет сотни килогерц. Анализ полосы пропускания, как правило, ограничен теоретическими исследованиями, в которых не рассматриваются вопросы, связанные с учетом паразитных динамических эффектов, возникающих в реальной структуре ДХ.

В настоящее время существует большая потребность в ДХ с верхним пределом полосы пропускания в области 1 МГц. Наибольшее значение данной характеристики для доступных на рынке ДХ составляет 120 кГц [1], что на порядок ниже необходимого для современных высокочастотных энергосистем.

В [2] исследованы верхние пределы полосы пропускания датчиков тока на основе эффекта Холла. Описана методика измерения, позволяющая экспериментально оценить время отклика ДХ без учета паразитных эффектов. Предложена эквивалентная схема и модель экспериментально измеренного динамического отклика ДХ. Определены два верхних предела полосы пропускания:

- теоретический (до 100 МГц), описываемый внутренней емкостью, возникающей при накоплении поперечного заряда при воздействии эффекта Холла;
- фактический предел, определяемый емкостным входом электронного интерфейса (от 9 до 18 МГц).

В [3, 4] рассмотрены основные ограничения по чувствительности и полосе пропускания комплементарной структуры металл-оксид-полупроводник ДХ посредством трехмерного моделирования с использованием модели гальванического переноса. По результатам моделирования полоса пропускания рассматриваемых датчиков находится в мегагерцовом диапазоне. Исследованы динамические характеристики ДХ, представляемого моделью на основе RC -цепи, где R – сопротивление датчика, а C – его суммарная емкость. Показано, что время установления зависит от величины магнитного поля, тока источника питания, а высокие значения полосы достигаются посредством минимизации емкостной нагрузки на контактах либо использования высоколегированного n -кармана в качестве активной области.

В [5, 6] описаны примеры практической реализации ДХ с верхним пределом полосы пропускания от 250 кГц до 1 МГц. Однако представленные решения изготовлены на основе нестандартных полупроводниковых соединений либо сочетают элемент Холла с катушкой индуктивности для достижения широкополосной возможности.

Таким образом, важной задачей является исследование и поиск конструктивных решений ДХ, для которых можно обозначить следующие характеристики, влияющие на верхний предел полосы пропускания: время релаксации носителей заряда; индуктивные и емкостные эффекты.

Первый предел (в диапазоне ТГц–ПГц), обусловленный эффектами рассеяния, устанавливает теоретические возможности и не достижим для современных методов и конструкций ДХ [7]. Второй и третий пределы, связанные с внутренними физическими процессами в ДХ, такими как влияние геометрических и технологических характеристик, могут быть расширены в рамках оптимизации конструкции датчика.

Исследуемые конструкции и методика моделирования

Исследуемая в работе конструкция датчика Холла сформирована на кремниевой подложке p -типа (концентрация бора N_A) толщиной 5 мкм с активной областью n -типа толщиной d , легированной мышьяком с концентрацией N_D . Ширина W и длина L n -кармана являются типичными размерами. Ширина контактов составляет 0,7 мкм, расстояние от контактов до границы n -типа – 0,35 мкм для крестообразных образцов. Позиция контактов по отношению к границам важна при анализе остаточного напряжения, поскольку ошибки контура могут привести к его увеличению [8].

Процессы переноса носителей заряда описываются фундаментальной системой уравнений и диффузионно-дрейфовыми моделями, которые включают уравнения непрерывности для электронов и дырок и уравнения Пуассона при воздействии электрических и магнитных полей [9–11]. Учет магнитного поля, воздействующего на активную область приборной структуры ДХ и приводящего к возникновению напряжения Холла, осуществлялся на основе модели гальванического переноса.

Адекватные результаты моделирования могут быть получены только при правильном задании математических моделей описания физических процессов, происходящих в структуре полупроводниковых приборов: моделей подвижности, рекомбинации, статистики носителей заряда. Для описания статистики носителей заряда в используемом для моделирования программном комплексе компании Silvaco [12] выбрана модель Больцмана, для учета зависимости подвижности носителей заряда от концентрации – модель Конканона и для описания процессов рекомбинации – модель Шоттки-Рида-Холла [11].

Эффективное схемотехническое моделирование и оптимизация сенсорных систем, состоящих из датчика и схемы обработки (усилитель + аналогово-цифровой преобразователь), возможно при наличии электрической (компактной) модели, адекватно описывающей электрические и частотные характеристики ДХ. В [13] описаны подходы и результаты использования подобных моделей для применения в составе систем компьютерного моделирования в микроэлектронике.

На рис. 1 представлена эквивалентная схема для описания электрической модели ДХ. В данной схеме основным элементом, оказывающим влияние на частотные характеристики ДХ, является паразитная емкость C_0 , возникающая между n -карманом и p -подложкой. Величина данной емкости на единицу площади описывается следующим уравнением:

$$C_0 = \sqrt{\frac{q\epsilon_{Si}N_D N_A}{2(N_D + N_A)}} \left[V_i - V - \frac{2kT}{q} \right]^{-1/2}, \text{ где } V_i \text{ — это встроенный потенциал } p\text{-}n\text{-перехода.}$$

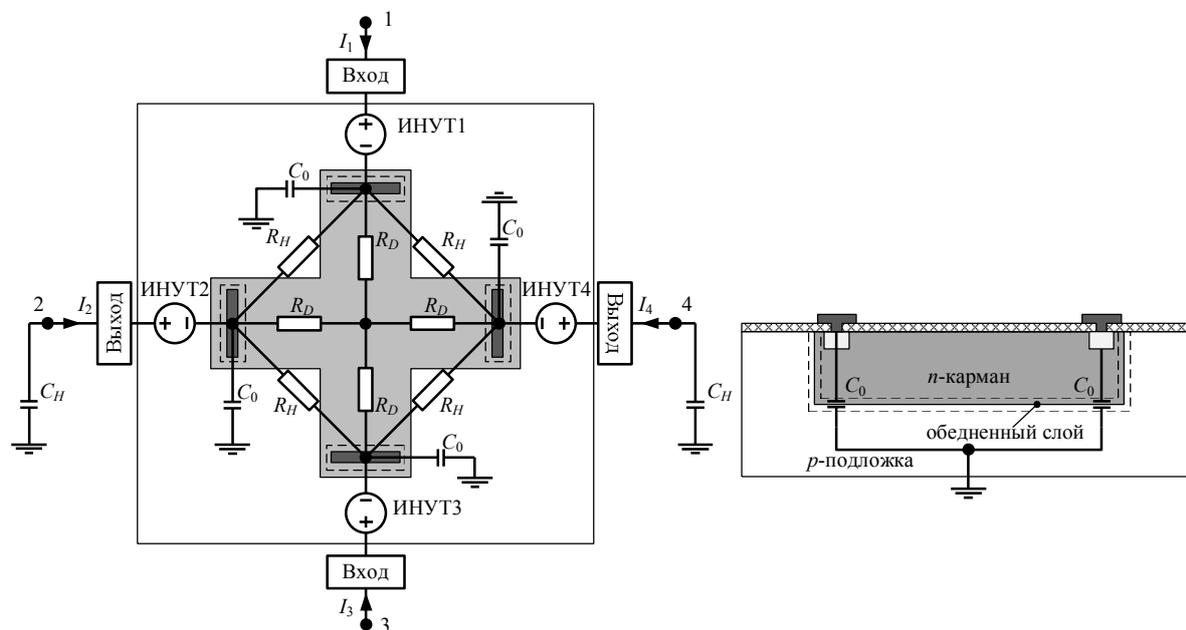


Рис. 1. Конструкция и эквивалентная схема датчика Холла

Результаты моделирования

На рис. 2 представлены результаты моделирования в виде зависимости нормированного напряжения Холла от времени его установления для ДХ с размерами $60 \times 20 \text{ мкм}^2$ при изменении индукции магнитного поля от 0 до 100 мТ для трех конструкций с различными значениями концентраций примеси в активной области при отсутствии и наличии емкостной нагрузки. Величина нормированного напряжения Холла выражается как отношение текущего значения напряжения Холла к его максимальному значению в заданный момент времени.

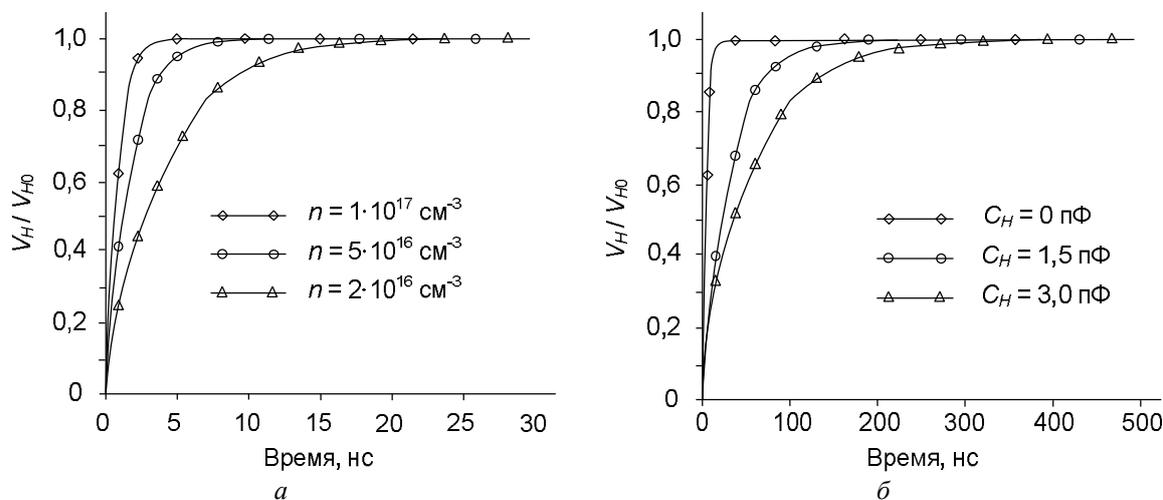


Рис. 2. Зависимости нормированного напряжения Холла от времени его установления: *а* – для различных концентраций примеси в активной области ДХ при отсутствии емкостной нагрузки; *б* – для различных величин емкостной нагрузки в контактах

Анализ представленных на рис. 2, а характеристик показал, что при ступенчатом изменении индукции магнитного поля от 0 до 100 мТ время восстановления увеличивается с уменьшением концентрации примеси в *n*-кармане. Время достижения устойчивого напряжения составило 4,72, 9,41 и 24 нс для ДХ с концентрацией примеси в активной области 10^{17} , $5 \cdot 10^{16}$ и $2 \cdot 10^{16}$ см⁻³ соответственно.

На рис. 2, б представлено сравнение времен восстановления для различных значений емкостной нагрузки в контактах. Датчик реагирует быстрее с уменьшением емкостной нагрузки, демонстрируя важность интерфейса между датчиком и электронным выходным устройством. Таким образом, верхний предел полосы пропускания ДХ определяется емкостной нагрузкой [2].

На рис. 3 представлены результаты моделирования частотных зависимостей выходного напряжения ДХ при напряжении источника питания 3 В для трех значений концентрации примеси в активной области при отсутствии емкостной нагрузки (рис. 3, а), а также для различных размеров активной области (рис. 3, б).

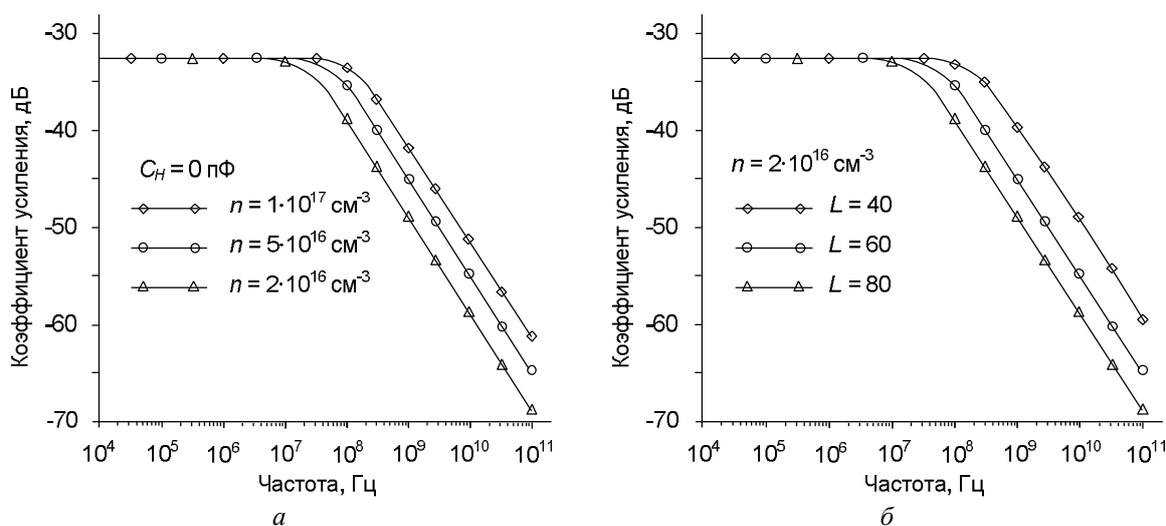


Рис. 3. Моделируемое выходное напряжение датчика Холла в зависимости от частоты: а – для различных значений концентрации примеси в активной области при отсутствии емкостной нагрузки; б – для различных размеров активной области

Показано, что уменьшение размеров активной области приводит к повышению верхнего значения полосы пропускания, которое значительно превышает 1 МГц. Установлено, что теоретическое значение верхнего предела полосы пропускания ДХ при отсутствии емкостной нагрузки и величине паразитной емкости C_0 менее 0,7 пФ составило около 100 МГц.

Для корректного моделирования динамических характеристик ДХ необходимо учитывать не только внутреннюю паразитную емкость датчика, но и емкость, обусловленную контактами – емкостную нагрузку C_H . Таким образом, суммарная емкость исследуемого ДХ выражается как $C = C_0 + C_H$. В схемотехническом решении емкостная нагрузка представляет собой дифференциальную входную емкость усилителя и паразитные емкости контактов и т. п. Результаты моделирования с учетом емкостной нагрузки показали, что верхний предел полосы пропускания ДХ составляет около 10 МГц. Результаты моделирования полосы пропускания в зависимости от размера ДХ при различных значениях концентрации в активной области представлены на рис. 4.

Установлено, что наибольшее значение верхнего предела полосы пропускания ДХ достигается (1) путем минимизации емкостной нагрузки C_H на контактах датчиков, а также (2) повышением уровня легирования активной области. Кроме того, второе решение определяет соотношение между чувствительностью и полосой пропускания ДХ, поскольку также определяет величину сопротивления между его контактами.

Выполнено моделирование временных характеристик ДХ, совмещенного на одном кристалле с дифференциальным усилителем (ДУ). На рис. 5 представлены принципиальная

схема (рис. 5, а), а также амплитудно-частотная и фазово-частотная характеристики ДУ (рис. 5, б), спроектированного на основе 180 нм КМОП технологического процесса.

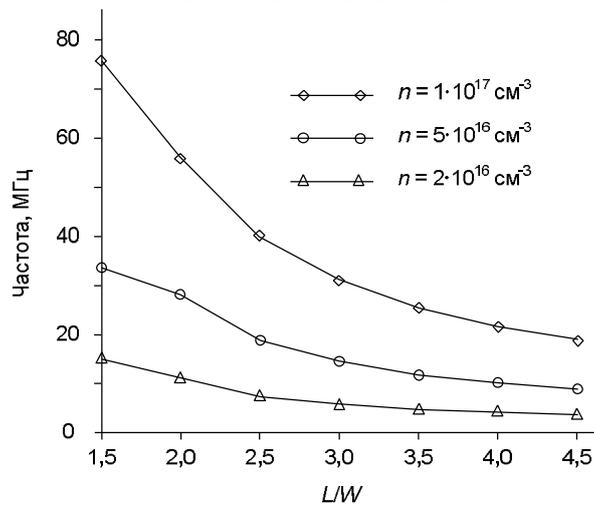


Рис. 4. Зависимость полосы пропускания от размера ДХ для разных концентраций в активной области

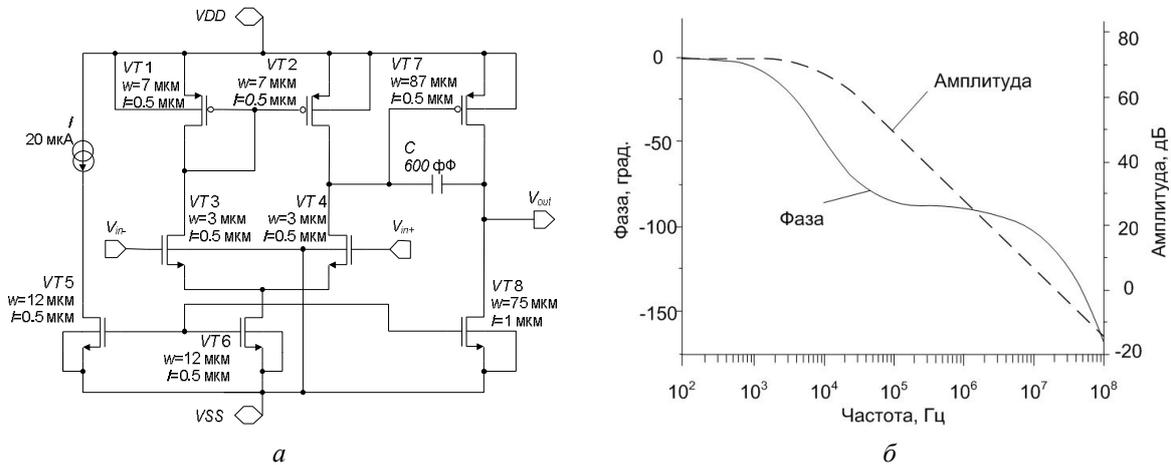


Рис. 5. Принципиальная схема (а) и амплитудно-фазовая частотная характеристика ДУ (б)

На рис. 6 представлены результаты моделирования временных характеристик схемотехнического решения на основе ДУ и ДХ. Электрические характеристики ДХ описывались соответствующей электрической моделью [13].

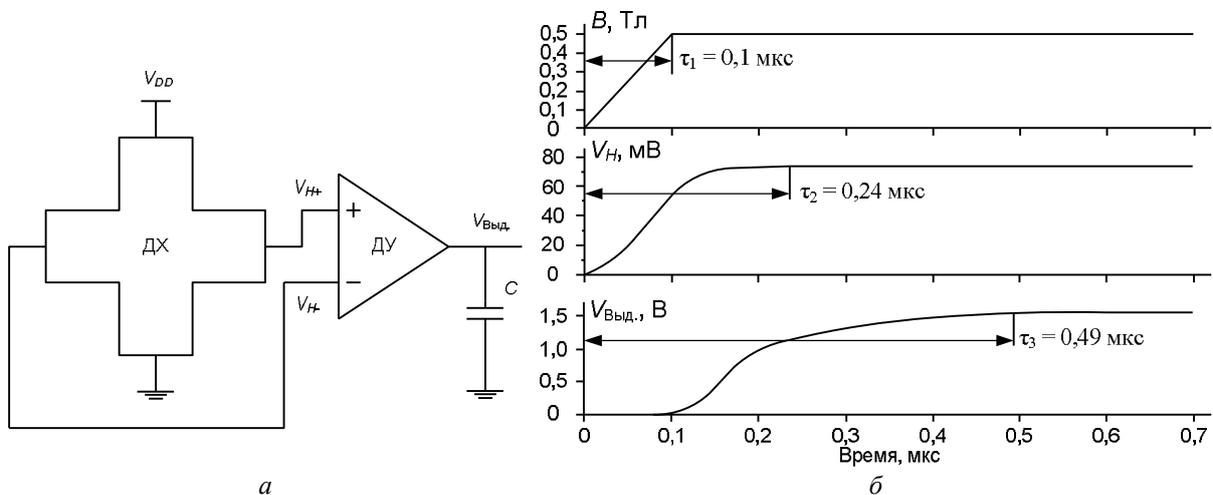


Рис. 6. ДХ со схемой обработки сигналов: а – схема; б – временные характеристики

Показано, что для исследуемой системы ДХ+ДУ напряжение Холла является экспоненциальной функцией с временем установления $\tau_3 = 0,49$ мкс, что соответствует величине суммарной емкости $C = 6,5$ пФ, при этом значения паразитной емкости C_0 и емкости контактов C_H составили 0,5 и 3 пФ соответственно. Верхний предел полосы пропускания датчика Холла равен ~ 2 МГц.

Заключение

В рамках приборно-технологического и схемотехнического моделирования кремниевого датчика Холла с целью определения его динамических характеристик получены следующие результаты.

Показано, что с уменьшением размеров активной области приводит к повышению верхнего значения полосы пропускания, которое значительно превышает 1 МГц. Установлено, что теоретическое значение верхнего предела полосы пропускания ДХ при отсутствии емкостной нагрузки и величине паразитной емкости C_0 менее 0,7 пФ составило около 100 МГц. Установлено, что для исследуемой системы ДХ+ДУ напряжение Холла является экспоненциальной функцией с временем установления $\tau_3 = 0,49$ мкс, что соответствует величине суммарной емкости $C = 6,5$ пФ, при этом значения паразитной емкости C_0 и емкости контактов C_H составили 0,5 и 3 пФ соответственно. Верхний предел полосы пропускания датчика Холла равен ~ 2 МГц.

Показано, что наибольшее значение верхнего предела полосы пропускания ДХ достигается путем минимизации емкостной нагрузки C_H на контактах датчиков, а также повышением уровня легирования активной области. Кроме того, уровень легирования определяет соотношение между чувствительностью и полосой пропускания ДХ, поскольку также определяет величину сопротивления между его контактами.

Список литературы

1. Bandwidth limits in Hall effect based current sensors / C. Marco [et al.] // Acta Imeko. 2017. Vol. 6, No. 4. P. 17–24.
2. Crescentini M., Romani A., Sangiorgi E. Physical simulations of response time in Hall sensor devices // Ultimate Integration on Silicon (ULIS). 2014. P. 89–92.
3. Optimum Design Rules for CMOS Hall Sensors / M. Crescentini [et al.] // Sensors. 2017. Vol 17. P. 1–13.
4. MLX91208, 250 kHz Programmable IMC-Hall Current Sensor [Electronic resource]. URL: <https://www.melexis.com/-/media/files/documents/datasheets/mlx91208-datasheet-melexis.pdf> (access date: 16.05.2018).
5. ACS709, High-Bandwidth, Fast Fault Response Current Sensor IC in Thermally Enhanced Package [Electronic resource]. URL: <https://www.allegromicro.com/en/Products/Current-Sensor-ICs/Zero-To-Fifty-Amp-Integrated-Conductor-Sensor-ICs/ACS709/ACS709-Frequently-Asked-Questions.aspx> (access date: 16.05.2018).
6. Allegro A1363 [Electronic resource]. – URL: <http://allegromicro.com/en/Products/Current-Sensor-ICs/SIP-Package-Zero-To-Thousand-Amp-Sensor-ICs/A1363.aspx>.
7. Popovic R. Hall Effect Devices. CRC Press, Boca Raton (FL). 2004. 426 p.
8. Дао Динь Ха, Стемпицкий В.Р. Исследование характеристик датчика холла с различной геометрией активной области // Нано- и микросистемная техника. 2018. Т. 20, № 3. С. 174–186.
9. Paun M., Sallèse J., Kayal M. Comparative Study on the Performance of Five Different Hall Effect Devices // Sensors. 2013. Vol. 13. P. 2093–2112.
10. Абрамов И. Моделирование элементов интегральных схем: учеб. пособие. Минск: Изд. БГУ, 1999. 92 с.
11. Нелаев В., Стемпицкий В. Основы САПР в микроэлектронике. Моделирование технологии и прибора. Минск: БГУИР, 2008. 220 с.
12. Silvaco [Electronic resource]. – URL: <https://www.silvaco.com> (access date: 16.05.2018).
13. Dao Dinh Ha, Stempitsky V., Tran Tuan Trung. Verilog-A compact model of the silicon Hall element // Integrated Circuits, Design, and Verification. 2017. P. 41–46.

References

1. Bandwidth limits in Hall effect based current sensors / C. Marco [et al.] // Acta Imeko. 2017. Vol. 6, No. 4. P. 17–24.
2. Crescentini M., Romani A., Sangiorgi E. Physical simulations of response time in Hall sensor devices // Ultimate Integration on Silicon (ULIS). 2014. P. 89–92.

3. Optimum Design Rules for CMOS Hall Sensors / M. Crescentini [et al.] // Sensors. 2017. Vol 17. P. 1–13.
4. MLX91208, 250 kHz Programmable IMC-Hall Current Sensor [Electronic resource]. – URL: <https://www.melexis.com/-/media/files/documents/datasheets/mlx91208-datasheet-melexis.pdf> (access date: 16.05.2018).
5. ACS709, High-Bandwidth, Fast Fault Response Current Sensor IC in Thermally Enhanced Package [Electronic resource]. URL: <https://www.allegromicro.com/en/Products/Current-Sensor-ICs/Zero-To-Fifty-Amp-Integrated-Conductor-Sensor-ICs/ACS709/ACS709-Frequently-Asked-Questions.aspx> (access date: 16.05.2018).
6. Allegro A1363 [Electronic resource]. URL: <http://allegromicro.com/en/Products/Current-Sensor-ICs/SIP-Package-Zero-To-Thousand-Amp-Sensor-ICs/A1363.aspx>.
7. Popovic R. Hall Effect Devices. CRC Press, Boca Raton (FL). 2004. 426 p.
8. Dao Din' Ha, Stempickij V.R. Issledovanie harakteristik datchika holla s razlichnoj geometrijej aktivnoj oblasti // Nano- i mikrosistemnaja tehnika. 2018. T. 20, № 3. S. 174–186. (in Russ.)
9. Paun M., Sallese J., Kayal M. Comparative Study on the Performance of Five Different Hall Effect Devices // Sensors. 2013. Vol. 13. P. 2093–2112.
10. Abramov I. Modelirovanie jelementov integral'nyh shem: ucheb. posobie. Minsk: Izd. BGU, 1999. 92 s. (in Russ.)
11. Nelaev V., Stempickij V. Osnovy SAPR v mikroelektronike. Modelirovanie tehnologii i pribora. Minsk: BGUIR, 2008. 220 s. (in Russ.)
12. Silvaco [Electronic resource]. – URL: <https://www.silvaco.com> (access date: 16.05.2018).
13. Dao Dinh Ha, Stempitsky V., Tran Tuan Trung. Verilog-A compact model of the silicon Hall element // Integrated Circuits, Design, and Verification. 2017. P. 41–46.

Сведения об авторах

Дао Динь Ха, аспирант кафедры микро- и нанозлектроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Стемпицкий В.Р., к.т.н., доцент, доцент кафедры микро- и нанозлектроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293-88-90;
e-mail: vstem@bsuir.by
Стемпицкий Виктор Романович

Information about the authors

Dao Dinh Ha, PG student of micro- and nanoelectronics department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Stempitsky V.R., PhD, associate professor, associate professor of the department of micro- and nanoelectronics of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-17-293-88-90;
e-mail: vstem@bsuir.by
Stempitsky Viktor Romanovich

УДК 621.396.67

МЕТОДИКА ЧИСЛЕННОГО ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО АНАЛИЗА ДВУХЭЛЕМЕНТНОГО ПРОВОЛОЧНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ

Ю.Н. ЕГОРОВ, В.В. ГЛАДЕЙЧУК

Военная академия Республики Беларусь, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 17 мая 2018

Аннотация. Разработана методика численного решения внутренней задачи для двухэлементного проволочного излучателя на основе интегрального уравнения Поклингтона. Методика отличается высокой точностью решения, не требует его проверки на сходимость, оптимизирована по вычислительным затратам и может быть обобщена применительно к антеннам с несколькими пассивными элементами.

Ключевые слова: проволочные антенны, численные методы.

Abstract. The methodology of the numerical solution of the internal problem for a two-element wire radiator based on the Pocklington integral equation is developed. The methodology is highly accurate, does not require its verification for convergence, is optimized for computational costs, and can be generalized to antennas with several passive elements.

Keywords: wire antennas, numerical methods.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 114, No. 4, pp. 71-78

Methodology of the numerical electrodynamic analysis of the two-element wire radiator

Yu.N. Egorov, V.V. Gladeychuk

Введение

Одной из актуальных задач электродинамики является разработка и развитие эффективных методов анализа антенн, обеспечивающих высокую точность решения при низких вычислительных затратах. Так, в частности, для построения математической модели излучателей, состоящих из тонких проволок произвольной конфигурации, успешно применяется метод интегральных уравнений (ИУ) [1].

Существенной особенностью метода ИУ является проблема устойчивости вычислительного алгоритма, для решения которой обычно используется метод саморегуляризации [1–3]. При этом под критерием устойчивости понимается сходимость одной или нескольких величин, описывающих поведение искомого тока в зависимости от длины сегментов разбиения проводников излучающей системы. Выбор оцениваемой величины и критерия её сходимости является важным условием численного моделирования проволочных антенн и во многом определяет его результаты.

В работах [4, 5] авторами предложена методика построения математической модели проволочных антенн на основе ИУ Поклингтона и метода Крылова-Боголюбова с использованием в качестве оцениваемого параметра сходимости числа обусловленности системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ). На примере тестовой задачи для линейного симметричного вибратора показано, что сходимость по обусловленности СЛАУ обеспечивает более высокую точность расчета входного сопротивления антенны в сравнении с результатами, полученными по критерию собственной сходимости этого параметра.

Очевидно, что проведенная в [5] верификация результатов решения задачи электродинамического анализа линейного симметричного вибратора является недостаточной для обобщения предложенной методики, в связи с чем практический интерес представляет изучение её применимости к более сложным конструкциям проволочных антенн.

Цель данной работы – численное решение внутренней задачи для двухэлементного проволочного излучателя на основе методики, изложенной в [4, 5], и оценка достоверности полученных результатов.

Геометрия антенной системы и ее математическая модель

Объект исследования представляет собой систему из двух параллельных прямолинейных проводников длиной $2l$ и радиусом r_0 , расположенных на расстоянии d друг от друга (рис. 1). К одному из них в центре подключен источник возбуждения.

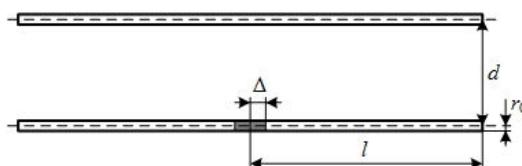


Рис. 1. Двухэлементный проволочный излучатель

Математическая модель исследуемой антенны, как указано во введении, основана на ИУ Поклингтона и методе Крылова-Боголюбова, а методика ее реализации подробно изложена в работах [4–6]. В ходе моделирования учтена зеркальная симметрия излучающей системы [1, 3] относительно ее магнитной плоскости, что позволило вдвое сократить размерность СЛАУ и, соответственно, существенно снизить вычислительные затраты.

Первичное поле в зазоре возбуждения активного проводника задано с помощью модели δ -генератора так же, как и в работах [4, 5] при исследовании линейного симметричного вибратора.

Анализ устойчивости и достоверности решения при различных условиях сегментации

Решение внутренней задачи для исследуемой антенной системы выполнено в частотном диапазоне с десятикратным перекрытием ($l/\lambda = 0,1 \dots 1$) при различных значениях радиуса провода ($2l/r_0 = 100 \dots 1000$). Устойчивость решения проверена оценкой его сходимости по входному сопротивлению ($Z_{ex} = R_{ex} + iX_{ex}$) и числу обусловленности СЛАУ (μ) в зависимости от длины отрезка разбиения ΔL (рис. 2), выполняющего роль параметра регуляризации.

Сравнительный анализ зависимостей $R_{ex}(\Delta L)$, $X_{ex}(\Delta L)$ и $\mu(\Delta L)$ показывает, что интервалы их сходимости при любых соотношениях l/λ и $2l/r_0$ являются вполне устойчивыми и не совпадают между собой. Так, число обусловленности СЛАУ сходится на участке $\Delta L \approx (1 \dots 2)r_0$. Сходимость же по составляющим входного сопротивления в основном сохраняется в диапазоне $\Delta L \approx (3 \dots 3,5)r_0$, в пределах которого значения R_{ex} и X_{ex} имеют существенные отличия от тех, что наблюдаются при $\Delta L \approx (1 \dots 2)r_0$. Отсюда возникает необходимость верификации результатов.

Проверка достоверности решения выполнена с помощью программы моделирования проволочных антенн MMANA [7]. Вычисленные с её помощью значения составляющих входного сопротивления нанесены на графики $R_{ex}(\Delta L)$ и $X_{ex}(\Delta L)$ (рис. 2), где наглядно демонстрируют, что наибольшая точность достигается на интервале сходимости по обусловленности СЛАУ, подтверждая результаты, полученные в работе [4] для линейного симметричного вибратора. В качестве критерия устойчивости решения в [4] предложено использовать находящийся на интервале $\Delta L \approx (1 \dots 2)r_0$ локальный максимум функции $\mu(\Delta L)$. Однако, во-первых, это не гарантирует максимальную точность вычислений, а лишь служит признаком сходимости, по которому следует определять длину сегментов разбиения

для расчёта на заданной частоте. Во-вторых, исследование в диапазоне частот показывает, что положение локального максимума $\mu(\Delta L)$ изменяется в пределах интервала $\Delta L \approx (1 \dots 2)r_0$ в зависимости от соотношения l/λ , что особенно резко проявляется в области резонанса (рис. 3). Таким образом, одна и та же модель излучателя с сегментами фиксированной длины не может одновременно на нескольких частотах строго удовлетворять указанному критерию. В то же время это не является обязательным, так как не гарантирует максимальную достоверность вычислений. Тогда практический интерес представляет задача определения некоторого оптимального значения или узкого интервала значений ΔL , при котором обеспечивается достаточно точное решение на всех частотах рабочего диапазона.

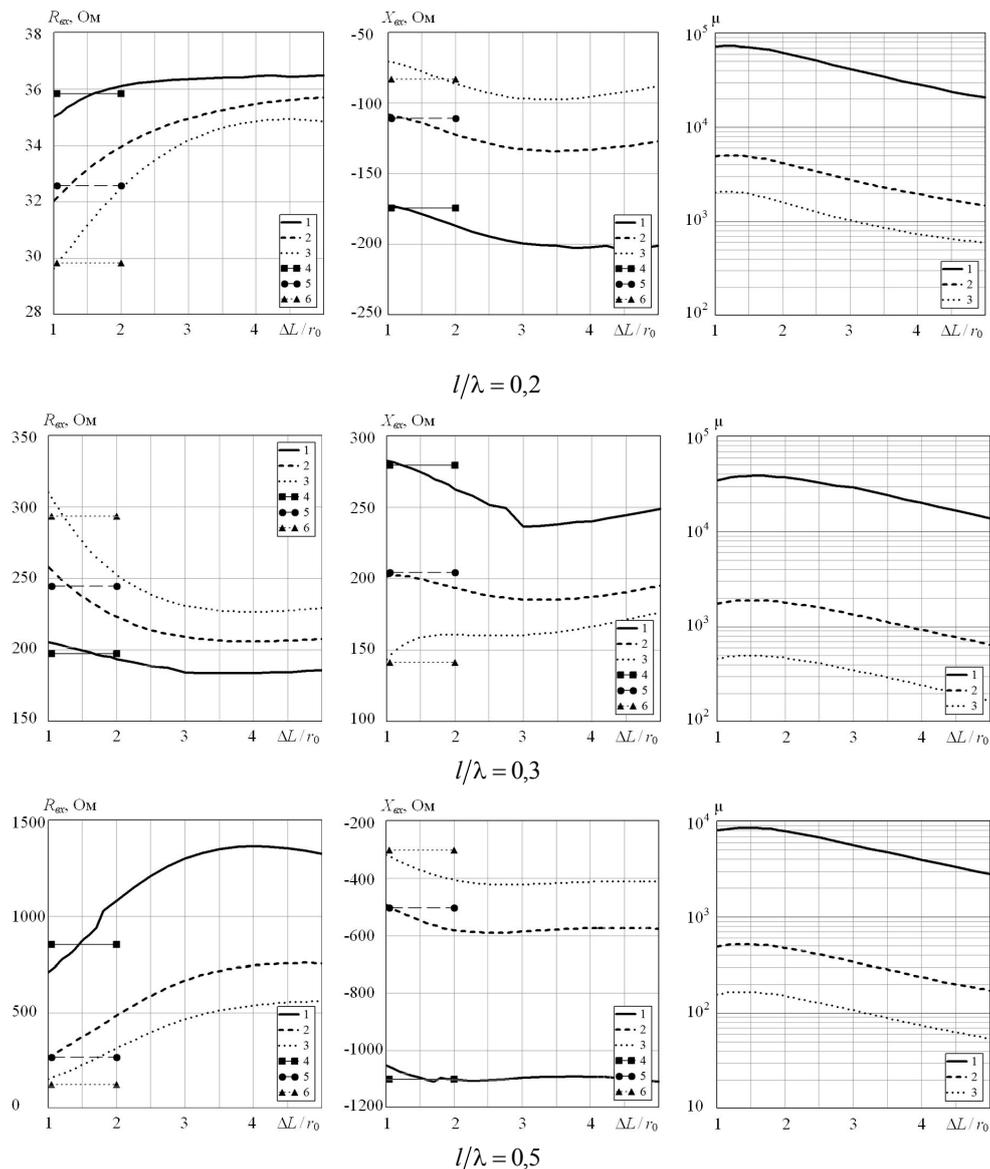


Рис. 2. Графики сходимости параметров модели (1–3) и результаты расчета в программе MMANA (4–6) (1, 4 – $2l/r_0 = 1000$; 2, 5 – $2l/r_0 = 200$; 3, 6 – $2l/r_0 = 100$)

В работе [5] на примере линейного симметричного вибратора установлено, что высокая точность решения внутренней задачи может обеспечиваться в широком частотном диапазоне, если оптимальное значение ΔL определять по максимуму среднего в этом диапазоне нормированного числа обусловленности СЛАУ:

$$\bar{\mu}(\Delta L) = \frac{1}{n_\lambda} \sum_{l/\lambda} \frac{\mu(\Delta L, l/\lambda)}{\mu_{\max}}, \quad (1)$$

где n_λ – количество отсчетов по l/λ ; μ_{\max} – максимальное значение ряда $\mu(\Delta L)$ при $l/\lambda = \text{const}$.

Этот же подход применен и в отношении исследуемой системы из двух вибраторов. На рис. 4 представлены графики зависимости среднего нормированного числа обусловленности СЛАУ от длины сегментов разбиения, рассчитанные с помощью выражения (1) в диапазоне значений $l/\lambda = 0,1 \dots 1$ по 55 равномерно распределенным отсчетам. Видно, что все кривые $\bar{\mu}(\Delta L)$ идентичны друг другу и плавно сходятся к экстремумам, сосредоточенным на узком интервале $\Delta L \approx (1,3 \dots 1,4)r_0$. Это полностью соответствует результатам, полученным в [5].

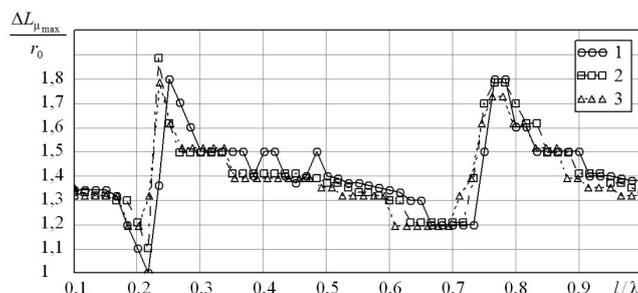


Рис. 3. Частотные зависимости положения локального максимума μ на интервале его сходимости ($1 - 2l/r_0 = 1000$; $2 - 2l/r_0 = 200$; $3 - 2l/r_0 = 100$)

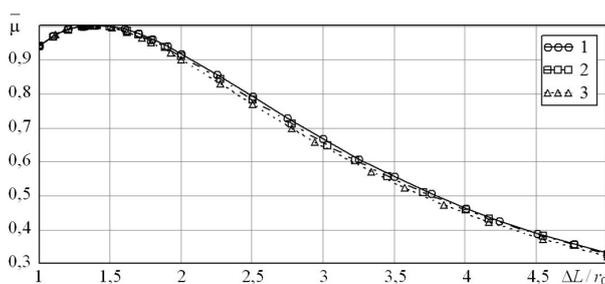


Рис. 4. Графики сходимости усредненных в диапазоне частот нормированных значений μ ($1 - 2l/r_0 = 1000$; $2 - 2l/r_0 = 200$; $3 - 2l/r_0 = 100$)

Исследования в более широком частотном диапазоне показали, что вид функции $\bar{\mu}(\Delta L)$ и положение интервала ее сходимости остаются практически неизменными. Это объясняется тем, что распределение максимумов $\mu(\Delta L)$ на частотной оси (см. рис. 3) имеет периодический характер и примерно повторяется на интервалах частот, разделенных точками последовательного резонанса. Ввиду того, что рассмотренный диапазон значений $l/\lambda = 0,1 \dots 1$ содержит две такие точки, то установленный в нем усредненный интервал сходимости $\Delta L \approx (1,3 \dots 1,4)r_0$ остается неизменным и вне этого диапазона с учетом ограничений тонкопроволочного приближения и сегментации модели излучателя [3]. Увеличение количества отсчетов по l/λ тоже не оказывает заметного влияния на результат усреднения, так как изначально построенные по 55 дискретным значениям функции $\Delta L_{\mu_{\max}}(l/\lambda)$ с достаточной детализацией описывают частотную зависимость распределения максимумов числа μ на интервале $\Delta L \approx (1 \dots 2)r_0$.

Метод сокращения числа сегментов разбиения проволочной антенны, обеспечивающий исходную точность решения

Очевидно, что использование сегментов малой длины $\Delta L \approx (1,3 \dots 1,4)r_0$ приводит к СЛАУ большой размерности, решение которых требует значительных вычислительных ресурсов. В связи с этим возникает необходимость поиска методов сокращения количества сегментов разбиения при условии сохранения исходной точности. Так, в ходе численных

экспериментов установлено, что с увеличением длины сегментов на пассивном проводнике достигается практически полное повторение результатов решения, полученных на усредненном интервале сходимости по обусловленности СЛАУ. При этом сегментация активного вибратора должна сохраняться неизменной.

Количественная оценка соответствия своим исходным значениям параметров модели с увеличенной длиной сегментов на пассивном проводнике выполнена путем вычисления средней в диапазоне частот относительной погрешности решения по числу обусловленности СЛАУ и составляющим входного сопротивления:

$$\overline{\Delta\mu}(\Delta L') = \frac{1}{n_\lambda} \sum_{l/\lambda} \left| 1 - \frac{\mu(\Delta L', l/\lambda)}{\mu(\Delta L_\mu, l/\lambda)} \right| \cdot 100\%, \quad (2)$$

$$\overline{\Delta R_{\text{ex}}}(\Delta L') = \frac{1}{n_\lambda} \sum_{l/\lambda} \left| 1 - \frac{R_{\text{ex}}(\Delta L', l/\lambda)}{R_{\text{ex}}(\Delta L_\mu, l/\lambda)} \right| \cdot 100\%, \quad (3)$$

$$\overline{\Delta X_{\text{ex}}}(\Delta L') = \frac{1}{n_\lambda} \sum_{l/\lambda} \left| 1 - \frac{X_{\text{ex}}(\Delta L', l/\lambda)}{X_{\text{ex}}(\Delta L_\mu, l/\lambda)} \right| \cdot 100\%, \quad (4)$$

где $\Delta L' > \Delta L_\mu$ – длина сегментов на пассивном проводнике; $\Delta L_\mu \in [1,3r_0; 1,4r_0]$ – исходная длина всех сегментов, удовлетворяющая средней сходимости по обусловленности СЛАУ; n_λ – количество отсчетов по l/λ .

Результаты расчета средних относительных погрешностей (2)–(4), полученные в ранее заявленном диапазоне значений $l/\lambda = 0,1 \dots 1$ по 55 равномерно распределенным отсчетам при $\Delta L_\mu \approx 1,37r_0$, представлены в виде графиков на рис. 5. Там же изображены кривые процентного изменения числа сегментов на пассивном проводнике $n'(\Delta L')$. Для удобства сравнения кривых изменяемый параметр $\Delta L'$ выражен в радиусах провода ($\Delta L'/r_0$).

Анализ графиков показывает, что с увеличением $\Delta L'$ все оцениваемые параметры ($R_{\text{вх}}$, $X_{\text{вх}}$, μ) сначала расходятся, а затем синхронно возвращаются к исходным значениям с высокой степенью соответствия. Длина сегментов пассивного проводника, при которой наблюдается данный эффект, очевидно, является оптимальной, а ее значение $\Delta L'_{\text{opt}}$ зависит от отношения $2l/r_0$ (чем тоньше проводник, тем больше $\Delta L'_{\text{opt}}$). При этом сокращение числа сегментов на пассивном проводнике в рассмотренных примерах достигает примерно 75–80 % от их начального количества. С дальнейшим увеличением $\Delta L'$ (свыше $\Delta L'_{\text{opt}}$) средние погрешности указанных параметров снова возрастают.

Степень расходимости результатов решения при изменении $\Delta L'$ зависит не только от толщины вибраторов, но и от расстояния d между ними. Так, при сокращении расстояния средние относительные погрешности (2)–(4) в целом возрастают (рис. 5), но их значение в точке $\Delta L' = \Delta L'_{\text{opt}}$ остается достаточно низким, составляя единицы процентов и менее.

Также установлено, что величина $\Delta L'_{\text{opt}}$ не зависит от расстояния между проводниками и в контексте геометрии рассматриваемой антенны определяется только отношением $2l/r_0$ в пассивном излучателе (рис. 5). Это обстоятельство делает целесообразным определение функциональной зависимости между этими параметрами, что позволит выполнять оптимальную сегментацию модели, исключив процедуру поиска минимальных погрешностей.

Вторым фактором, оказывающим влияние на значение оптимальной длины сегментов, является учет симметрии электродинамической системы. В подтверждение этому на рис. 6 с помощью дискретных отсчетов, обозначенных маркерами, приведены зависимости $\Delta L'_{\text{opt}}(2l/r_0)$, одна из которых рассчитана с учетом зеркальной симметрии (ЗС) [1, 3] относительно магнитной плоскости исследуемой антенны, а вторая – без него (БС). В обоих случаях с увеличением отношения $2l/r_0$ сначала наблюдается плавный рост $\Delta L'_{\text{opt}}$, а затем

его скачкообразное понижение. Описанная закономерность далее повторяется, но величина $\Delta L'_{opt}$ при этом изменяется в гораздо меньших пределах.

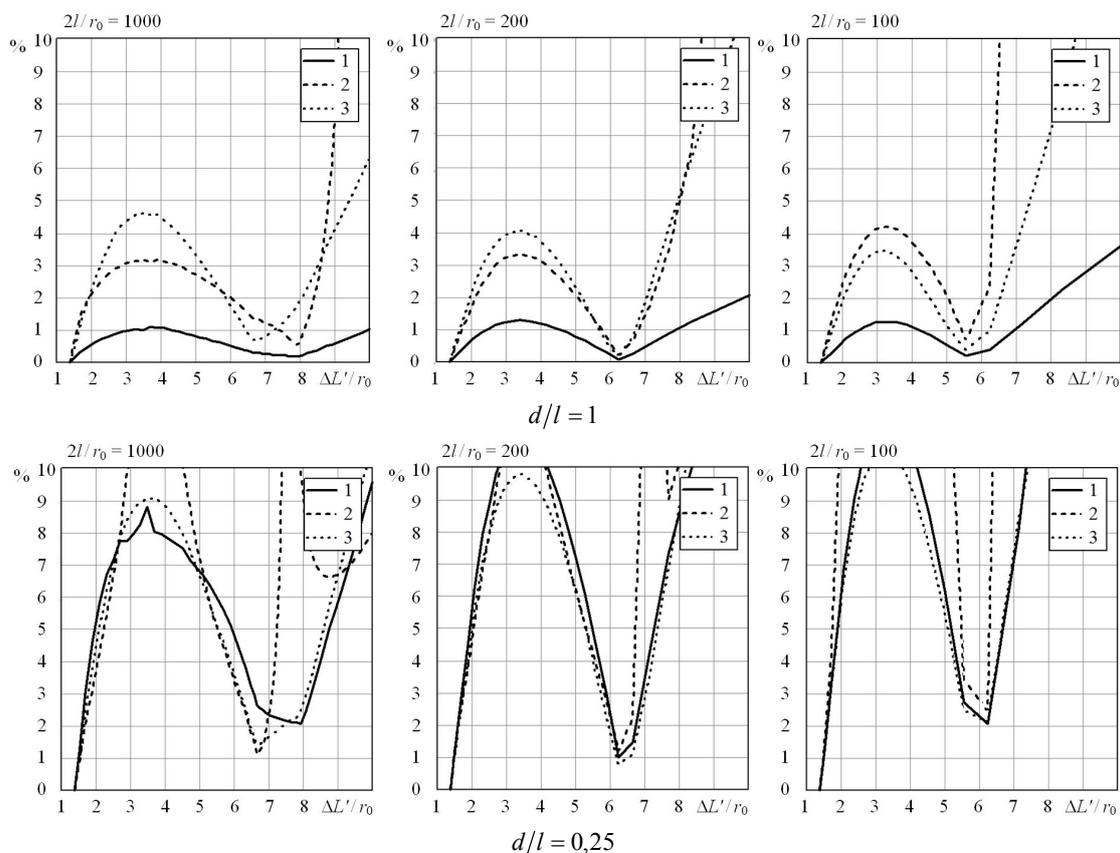


Рис. 5. Средние относительные погрешности параметров (1 – $\overline{\Delta R_{ex}}$; 2 – $\overline{\Delta X_{ex}}$; 3 – $\overline{\Delta \mu}$)

Очевидно, что основной интерес для аналитического описания представляет начальный интервал плавного изменения значений $\Delta L'_{opt}(2l/r_0)$, на котором отношение $2l/r_0$ в наибольшей степени отвечает геометрии практических конструкций проволочных антенн [8].

$$\Delta L'_{opt} \left(\frac{2l}{r_0} \right) = \sum_{i=0}^8 C_i \cdot \left(\frac{2l}{r_0} \cdot 10^{-3} \right)^i. \quad (5)$$

Коэффициенты C_i в (5) для случая учета ЗС и БС приведены в табл. 1, а соответствующие им интервалы построения регрессии составляют: $2l/r_0 \in [50; 2470]$ (ЗС), $2l/r_0 \in [350; 2220]$ (БС) (рис. 5).

Таблица 1. Полиномиальные коэффициенты C_i

i	0	1	2	3	4	5	6	7	8
ЗС	5,35	3,935	0,314	-2,005	-3,726	8,12505	-5,54974	1,67073	-0,1895
БС	9,019	-31,318	132,793	-270,919	315,682	-220,394	91,169	-20,5926	1,95574

Очевидно, что учет зеркальной симметрии антенной системы является более предпочтительным как по объему вычислений, так и по диапазону толщины проводников, для которых получено аналитическое описание оптимальной длины сегментов.

С целью верификации разработанной математической модели выполнено решение тестовой задачи для двухэлементного направленного излучателя 30-метрового диапазона [8]. Согласно исходным данным антенна имеет следующие параметры: резонансная частота – 10,12 МГц; длина излучателя – 14,43 м; длина директора – 13,7 м; расстояние между вибраторами – 4,45 м; диаметр проводников – 2,54 см; сопротивление излучения – около 28 Ом.

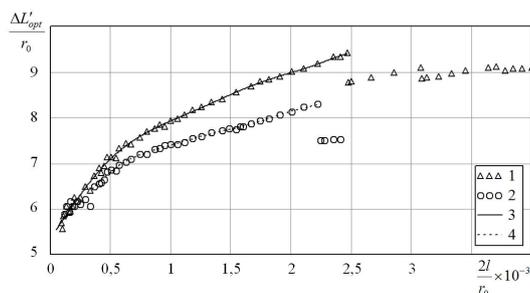


Рис. 6. Оптимальная длина сегментов на пассивном проводнике
(1 – дискретные отсчеты ЗС; 2 – дискретные отсчеты БС; 3 – регрессия ЗС; 4 – регрессия БС)

Моделирование выполнено с использованием сегментации на интервалах сходимости по входному сопротивлению, числу обусловленности СЛАУ с полным и сокращенным числом сегментов на пассивном проводнике, а также в программе MMANA. Результаты расчетов (рис. 7) свидетельствуют о высокой достоверности модели, использующей критерий сходимости по обусловленности СЛАУ. При этом точность решения по $R_{вх}$ выше в 4,7 раза, а по частоте резонанса – в 5,3 раза, что соответствует данным идентичной оценки, выполненной в [5] для линейного симметричного вибратора.

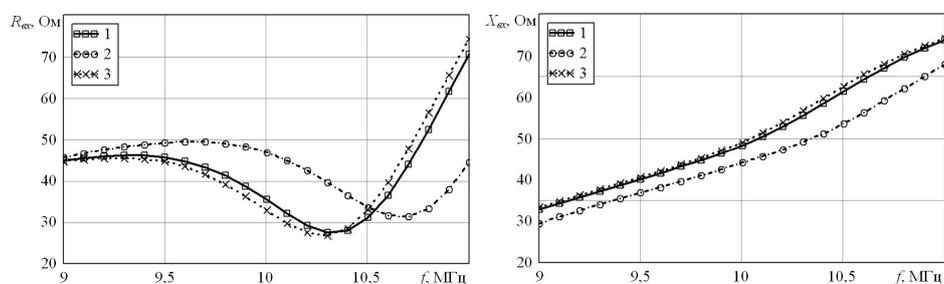


Рис. 7. Частотные характеристики входного сопротивления двухэлементного направленного излучателя
(1 – $\Delta L = \Delta L' = 1,38 r_0$; 2 – $\Delta L = \Delta L' = 3,5 r_0$; 3 – MMANA)

Общее число сегментов модели, учитывающей зеркальную симметрию антенны, составило: 316 при $\Delta L = \Delta L' = 3,5 r_0$; 803 при $\Delta L = \Delta L' = 1,38 r_0$ и 480 при $\Delta L = 1,38 r_0$, $\Delta L'_{opt} = 7,9 r_0$. Применение в последнем случае сегментов увеличенной (оптимальной) длины на пассивном проводнике позволило сократить их количество на 83 % и при этом полностью повторить результаты решения, полученные в диапазоне частот при $\Delta L = \Delta L' = 1,38 r_0$.

Заключение

Представленные результаты показывают, что описанная в работах [4, 5] методика решения задачи электродинамического анализа проволочных антенн эффективна применительно к двухэлементному проволочному излучателю. Это подтверждается следующими установленными фактами:

1. Предложенный в [5] критерий сходимости по обусловленности СЛАУ обеспечивает более высокую точность моделирования в сравнении с результатами, полученными по критерию сходимости входного сопротивления антенны.

2. Усредненный интервал сходимости $\Delta L \approx (1,3 \dots 1,4) r_0$ не зависит от геометрии антенной системы и рабочей частоты. Это позволяет исключить из алгоритма решения процедуру анализа его устойчивости и применять одну и ту же сегментную модель для расчетов в произвольном частотном диапазоне с учетом ограничений тонкопроволочного приближения.

3. Недостаток методики, связанный с большой размерностью СЛАУ, частично устраняется за счет оптимизации сегментов на пассивном проводнике. Значение их длины можно определить аналитически. Проверка решения на сходимость при этом не требуется.

В ходе численных экспериментов также установлено, что с увеличением в конструкции антенны числа пассивных проводников все полученные результаты и закономерности сохраняют свою актуальность, а сокращение размерности СЛАУ за счет оптимизации сегментов становится более существенным.

Список литературы

1. Вычислительные методы в электродинамике / Под ред. Р. Митры. М.: Мир, 1977. 485 с.
2. Демидчик В.И., Калашников Н.В., Рунов А.В. Алгоритм расчета токораспределения электрически длинных криволинейных проводников // Известия ВУЗов. Радиоэлектроника. 1983. Т. 26, № 3. С. 82–84.
3. Бузова М.А., Юдин В.В. Проектирование проволочных антенн на основе интегральных уравнений. М.: Радио и связь, 2005. 172 с.
4. Егоров Ю. Н., Гладейчук В. В. Оценка устойчивости численного решения ИУ Поклингтона методом Крылова-Боголюбова // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. 2016. № 2 (51). С. 55–61.
5. Егоров Ю. Н., Гладейчук В. В. Методика численного решения задачи токораспределения для проволочных антенн методом интегральных уравнений // Доклады БГУИР. 2017. № 4 (106). С. 56–61.
6. Егоров Ю. Н., Гладейчук В. В. Математическая модель проволочных фрактальных антенн произвольной геометрии // Электроника инфо. 2015. № 6 (120). С. 51–55.
7. Гончаренко И.В. Компьютерное моделирование антенн. Все о программе MMANA. М.: ИП РадиоСофт; журнал «Радио», 2002. 80 с.
8. Ротхаммель К., Кришке А. Антенны. Том 1. (11-е изд.). М.: Данвел, 2007. 416 с.

References

1. Vychislitel'nyye metody v elektrodinamike / Pod red. R. Mitry. M.: Mir, 1977. 485 s. (in Russ.)
2. Demidchik V.I., Kalashnikov N.V., Runov A.V. Algoritm rascheta tokoraspredeleniya elektricheski dlinnykh krivolineynykh provodnikov // Izvestiya VUZov. Radioelektronika. 1983. T. 26, № 3. S. 82–84. (in Russ.)
3. Buzova M.A., Yudin V.V. Proyektirovaniye provolochnykh antenn na osnove integral'nykh uravneniy. M.: Radio i svyaz, 2005. 172 s. (in Russ.)
4. Egorov Yu.N., Gladeychuk V.V. Otsenka ustoychivosti chislennogo resheniya IU Poklingtonga metodom Krylova-Bogolyubova // Vestn. Voen. akad. Rесп. Belarus'. 2016. № 2 (51). S. 55–61. (in Russ.)
5. Egorov Yu. N., Gladeychuk V. V. Metodika chislennogo resheniya zadachi tokoraspredeleniya dlja provolochnykh antenn metodom integral'nykh uravnenij // Doklady BGUIR. 2017. № 4 (106). S. 56–61. (in Russ.)
6. Egorov Yu.N., Gladeychuk V.V. Matematicheskaya model' provolochnykh fraktal'nykh antenn proizvol'noy geometrii // Elektronika info. 2015. № 6 (120). S. 51–55. (in Russ.)
7. Goncharenko I.V. Komp'yuternoe modelirovanie antenn. Vse o programme MMANA. M. : IP RadioSoft; zhurnal «Radio», 2002. 80 s. (in Russ.)
8. Rothammel' K., Krishke A. Antenny. Tom 1. (11-e izd.). M. : Danvel, 2007. 416 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

Егоров Ю.Н., начальник цикла кафедры радиотехники Военной академии Республики Беларусь.

Гладейчук В.В., к.т.н., доцент, заместитель начальника кафедры радиотехники Военной академии Республики Беларусь.

Information about the authors

Egorov Yu.N., head of cycle of department of radio engineering of Military academy of the Republic of Belarus.

Gladeychuk V.V., Ph.D, associate professor, deputy head of department of radio engineering of Military academy of the Republic of Belarus.

Адрес для корреспонденции

220057, Республика Беларусь,
г. Минск, пр. Независимости, 220,
Военная академия Республики Беларусь
тел. +375-29-778-19-05;
e-mail: egorov_yury@mail.ru
Егоров Юрий Николаевич

Address for correspondence

220057, Republic of Belarus,
Minsk, Nezavisimosti ave., 220,
Military academy of the Republic of Belarus
tel. +375-29-778-19-05;
e-mail: egorov_yury@mail.ru
Egorov Yury Nikolaevich

УДК 621.396

СОВМЕСТНОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ-ИЗМЕРЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ ЭЛЕМЕНТОВ ГРУППОВОЙ ЦЕЛИ В ОБЗОРНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЯХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОЦЕНОЧНО-КОМПЕНСАЦИОННОГО ПОДХОДА

С.В. КОЗЛОВ, ВУ ТХАНЬ ХА

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 5 июня 2018

Аннотация. Обоснован алгоритм совместного обнаружения-измерения дальности элементов групповой цели в обзорной радиолокационной станции, базирующийся на оценочно-компенсационном подходе. Алгоритм является многошаговыми и предусматривает на каждом шаге обнаружение, оценку времени прихода и комплексной амплитуды доминирующего сигнала, вычитание его копии из принимаемой реализации и оценку уровня шумов для последующего шага. Показано, что применение алгоритма для характерного диапазона отношений сигнал / помеха+шум обеспечивает стабилизацию ложных тревог и повышение вероятности правильного обнаружения элементов групповой цели.

Ключевые слова: оценочно-компенсационный подход, обнаружение-измерение дальности элементов групповой цели.

Abstract. The algorithm for joint detection-measurement of the range of elements of the group target in the surveillance radar based on the valuation-compensation method is substantiated. The algorithm is multistep and involves at each step detection, estimation of the arrival time and complex amplitude of the dominant signal, subtraction of its copy from the received implementation and an estimation of the noise level for the subsequent step. It is shown that the application of the algorithm for the characteristic range of signal / noise ratios provides stabilization of false alarms and an increase in the probability of correct detection of elements of a group target.

Keywords: valuation and compensation method, detection-measurement of range of elements of a group target.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 114, No. 4, pp. 79-86

Joint detection-measurement of the range of elements of the group target in the surveillance radar using the valuation and compensation method

S.V. Kozlov, Vu Thanh Ha

Введение

Обзорные радиолокационные станции (РЛС), как правило, имеют относительно невысокую разрешающую способность по дальности (100...500 м). В этой связи на практике возникают ситуации наблюдения групповых воздушных целей, например, самолетов тактической авиации, выполняющих полет в сомкнутом или сосредоточенном строях [1] при расстоянии между отдельными летательными аппаратами, соизмеримом с разрешающей способностью РЛС по дальности.

В этих условиях на входе автоматического решающего устройства РЛС (или на индикацию оператору РЛС) будет поступать совокупный (суммарный) сигнал. При этом ввиду флуктуаций отраженные от каждой цели сигналы будут иметь различные амплитуды и случайные начальные фазы. Из-за сложения боковых лепестков сигналов с большей амплитудой с главными лепестками сигналов с меньшей амплитудой на выходе согласованного фильтра (СФ) может наблюдаться «гашение» сигналов с меньшей амплитудой. Синфазное сложение боковых лепестков различных сигналов приведет к ложным тревогам.

Таким образом, в указанных условиях возможно неправильное определение состава групповой цели и дальностей до ее элементов.

Для снижения взаимного влияния отраженных от элементов групповой цели сигналов и вероятности ложных тревог может быть использована весовая обработка с соответствующими оконными функциями [2] (Хемминга, Кайзера, Бесселя и т. д.). Снижение уровня боковых лепестков с помощью весовой обработки достигается ценой расширения главного лепестка, что приводит к уменьшению разрешающей способности по дальности и вероятности правильного обнаружения. Этим ограничивается возможность уменьшения боковых лепестков. Однако это приводит к ухудшению разрешающей способности по дальности и точности оценивания дальности [2] и является оправданным только при расстояниях между элементами групповой цели в 3...4 раза больше расстояния между элементами групповой цели.

Так как при обнаружении каждого из отраженных сигналов другие сигналы можно рассматривать как помехи с известной структурой, для решения задачи обнаружения-измерения дальности до элементов групповой цели потенциально высокой эффективностью может обладать оценочно-корреляционно-компенсационный подход [3]. В [4] эффективность указанного подхода исследована применительно к задаче снижения боковых лепестков сжатых сигналов. При этом в [4] времена прихода полезного и совокупности мешающих сигналов полагались известными, а оценочно-компенсационным методом оценивались сами факты наличия мешающих сигналов в принимаемой реализации, их амплитуды и фазы. Представляет интерес расширение результатов [4] в части совместного оценивания комплексной амплитуды и времени прихода полезного и мешающих сигналов в приложении к алгоритму обработки сигналов в обзорных РЛС при обнаружении-измерении дальности элементов групповой цели.

Постановка задачи и обоснование алгоритма

Будем полагать, что наблюдению при цифровой обработке доступны сигналы на входе $\dot{Y}(t)$ и выходе $\dot{Y}_{\text{out}}(t)$ согласованного фильтра РЛС:

$$\dot{Y}(t) = \sum_{k=1}^K A_k e^{j\varphi_k} \dot{S}(t - t_{c_k}) + \dot{N}(t); \quad (1)$$

$$\dot{Y}_{\text{out}}(t) = \int_{-\infty}^t \dot{Y}(\tau) \dot{G}(t - \tau) d\tau, \quad (2)$$

где $\dot{S}(t)$ – опорный сигнал; A_k, φ_k, t_{c_k} – амплитуда, начальная фаза и время прихода k -го истинного сигнала; $G(t) = S^*(t_0 - t)$ – импульсная характеристика СФ; $t_0 = \tau_{\text{и}}$ – постоянная задержка в фильтре, равная длительности $\tau_{\text{и}}$ зондирующего сигнала; $\dot{N}(t)$ – комплексный гауссовый шум с односторонней спектральной плотностью мощности N_0 .

Алгоритм обработки по аналогии с [3–5] построим на идее последовательной компенсации полезных сигналов в принимаемой реализации. На первом шаге обнаруживается первый сигнал с максимальным значением модуля отклика на выходе СФ и оцениваются его параметры (время прихода и комплексная амплитуда). После этого из принимаемых реализаций на входе и выходе СФ вычитаются его соответствующие копии с коэффициентом масштаба, определяемым оценкой комплексной амплитуды. Одновременно оценивается мощность шумов в принимаемой реализации. На втором шаге обнаруживается второй сигнал с максимальным значением модуля отклика скомпенсированной реализации на выходе СФ, так же оцениваются его параметры и осуществляется его компенсация. Указанные шаги повторяются до тех пор, пока происходит обнаружение сигналов в принимаемой реализации.

Формальное пошаговое описание алгоритма заключается в следующем. Устанавливаем число обнаруженных сигналов $m = 0$. Далее осуществляем операции по:

1) оценке мощности шума по реализации на входе СФ:

$$\hat{\sigma}_{\text{ш}}^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |\dot{Y}(t_i)|^2, \quad (3)$$

где $t_i = i\Delta t$ – момент времени, соответствующий i -му отсчету; Δt – период дискретизации;

2) проверке условия обнаружения:

$$\left(\max_i |\dot{Y}_{\text{out}}(t_i)| \right)^2 > \ell_{\text{п}} \sigma_{\text{ш}}^2, \quad (4)$$

где $\ell_{\text{п}}$ – нормированный порог, определяемый вероятностью ложной тревоги, и, если условие (4) выполняется, то фиксируем факт обнаружения сигнала $m = m + 1$, определяем номер отсчета, соответствующего максимуму модуля напряжения на выходе СФ

$$i_{\text{max}} = \arg \max_i |\dot{Y}_{\text{out}}(t_i)|, \quad (5)$$

и оцениваем время задержки \hat{t}_m и комплексную амплитуду $\hat{A}_m = \hat{A}_m e^{j\hat{\Phi}_m}$ m -го обнаруженного сигнала

$$\hat{t}_m = \arg \max_t |\dot{Y}_{\text{out}}(t)|; \quad (6)$$

$$\hat{A}_m e^{j\hat{\Phi}_m} = \dot{Y}_{\text{out}}(\hat{t}_m); \quad (7)$$

3) вычитанию копии сигнала из принимаемой реализации на входе и выходе СФ:

$$\dot{Y}(t) = \dot{Y}(t) - \hat{A}_m e^{j\hat{\Phi}_m} \dot{S}(t - \hat{t}_m) / K_{\text{сж}}; \quad (8)$$

$$\dot{Y}_{\text{out}}(t) = \dot{Y}_{\text{out}}(t) - \hat{A}_m e^{j\hat{\Phi}_m} \dot{S}_{\text{out}}(t - \hat{t}_m), \quad (9)$$

где $\dot{S}_{\text{out}}(t) = \int_{-\infty}^t \dot{S}(\tau) \dot{G}(t - \tau) d\tau$ – эталонный сигнал на выходе СФ; $K_{\text{сж}}$ – коэффициент сжатия сигнала в СФ.

Шаги 1–3 повторяются до тех пор, пока происходит обнаружение сигнала на шаге 2.

На рис. 1 приведены иллюстрирующие сущность предлагаемого алгоритма обработки зависимости модуля сигнала на выходе СФ для одной из характерных реализаций смеси отраженных от групповой цели сигналов и шума. Рассматривался случай наличия четырех сигналов с временем прихода 0,5; 0,7; 0,95 и 1,2 мкс с амплитудами 1; 10; 3; 1,5 единиц и некоторыми случайными начальными фазами. Опорным являлся ЛЧМ-сигнал длительностью 10 мкс с девиацией частоты 10 МГц ($t_0 = 10$ мкс; $K_{\text{сж}} = 100$).

Как видно из рис.1, a , визуальное определение наличия четырех сигналов по исходной реализации на выходе СФ практически невозможно. На каждой из итераций алгоритма условия наблюдения более слабых сигналов последовательно улучшаются: после компенсации сигнала с амплитудой 10 ед., явно выявляется сигнал с амплитудой 3 ед. и т. д. После компенсации всех сигналов в реализациях на входе и выходе СФ остаются только шумы, а также незначительные некомпенсированные остатки сигналов.

Для нахождения оценки (6) использована параболическая аппроксимация модуля выходного сигнала СФ в окрестности от оптимального значения вида

$$|\dot{Y}_{\text{out}}(i\Delta t)| = a(i\Delta t)^2 + bi\Delta t + c, \quad t_{i_{\text{max}}} - \frac{1}{(3...4)\Delta f} \leq i\Delta t \leq t_{i_{\text{max}}} + \frac{1}{(3...4)\Delta f}, \quad (10)$$

где Δf – ширина спектра сигнала; a, b, c – коэффициенты параболической аппроксимации, определяемые из выражения

$$\begin{pmatrix} a \\ b \\ c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (i_{\text{max}} - 1)^2 & i_{\text{max}} - 1 & 1 \\ i_{\text{max}}^2 & i_{\text{max}} & 1 \\ (i_{\text{max}} + 1)^2 & i_{\text{max}} + 1 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} |\dot{S}_{\text{out}}(t_{i_{\text{max}}-1})| \\ |\dot{S}_{\text{out}}(t_{i_{\text{max}}})| \\ |\dot{S}_{\text{out}}(t_{i_{\text{max}}+1})| \end{pmatrix}, \quad (11)$$

откуда получаем оценку времени задержки

$$\hat{t} = -\frac{b}{2a} \Delta t - t_0. \quad (12)$$

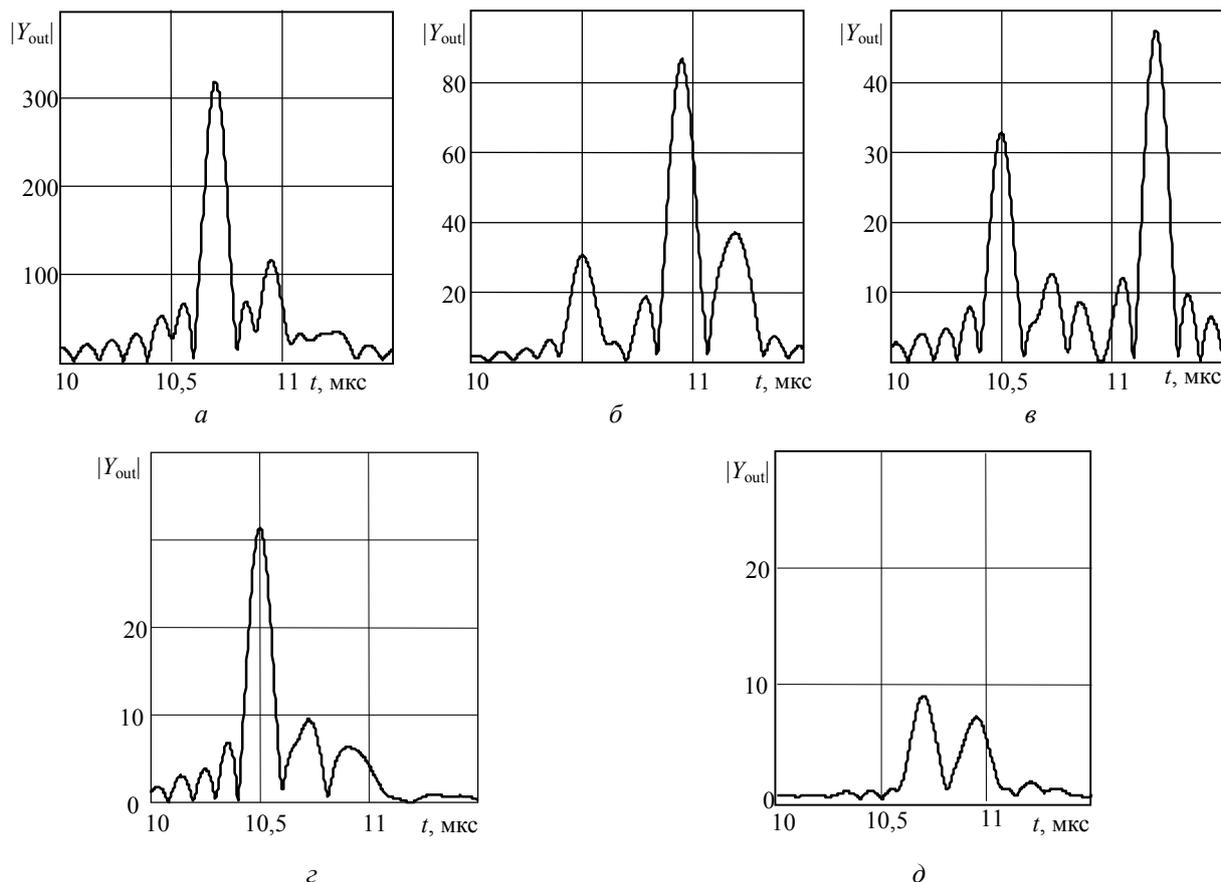


Рис. 1. Вид модуля сигнала на выходе СФ: *a* – для исходной реализации; *б-г* – после компенсации первого-четвертого сигналов соответственно

Величина некомпенсированных остатков определяется точностью оценки времен задержки и комплексных амплитуд сигналов. При увеличении отношения сигнал/шум и пренебрежимо малом взаимном влиянии сигналов мощность некомпенсированных остатков сигналов стремится к нулю [5].

Методика исследования эффективности алгоритма

Исследование эффективности предлагаемого алгоритма проводилось методом имитационного моделирования при сравнении результатов со штатным алгоритмом.

В штатном алгоритме предусматривалось выполнение следующих операций:

– согласованная фильтрация принимаемой реализации фильтром с импульсной характеристикой

$$G(t) = S^*(t_0 - t)W(t), \quad (13)$$

где $W(t)$ – оконная функция, обеспечивающая снижение уровня боковых лепестков сигнала на выходе СФ [4];

– оценка порога, согласно (3), и определение $m = \overline{1, M}$ интервалов времени $[t_m^{(1)}; t_m^{(2)}]$, для которых (рис. 2)

$$|\dot{Y}_{\text{out}}(t_i)|^2 > \ell_{\text{п}} \hat{\sigma}_{\text{ш}}^2, \forall t_i \in [t_m^{(1)}; t_m^{(2)}], \quad (14)$$

и оценивание времени задержки для каждого из $m = \overline{1, M}$ обнаруженных сигналов

$$\hat{t}_{c_m} = \arg \max_{t \in [t_m^{(1)}; t_m^{(2)}]} |\dot{Y}_{\text{out}}(t)|; \quad (15)$$

$$\hat{A}_m = \dot{Y}_{\text{out}}(\hat{t}_{c_m}) \quad (16)$$

аналогично компенсационному алгоритму.

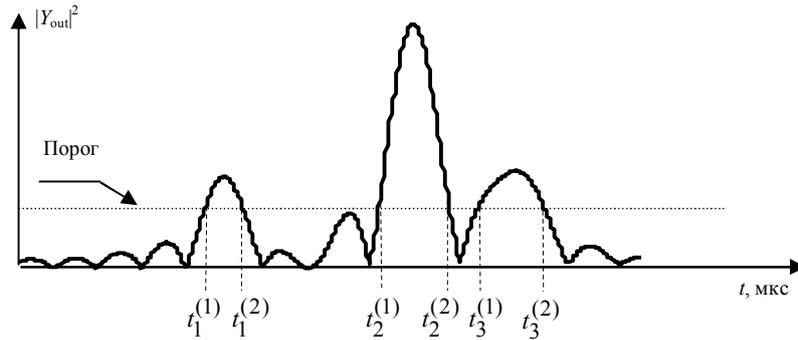


Рис. 2. К иллюстрации обработки с штатным алгоритмом

При проведении моделирования принимались следующие допущения: расстояния между соседними элементами групповой цели по времени задержки являются независимыми экспоненциально распределенными случайными величинами со средним значением \bar{x} ; сигналы, отраженные от элементов групповой цели, имеют независимые случайные начальные фазы и релеевские амплитуды с одинаковым средним значением.

Полученные при моделировании оценки времени задержки $m = \overline{1, M}$ обнаруженных сигналов при наличии $n = \overline{1, N}$ истинных сигналов разделялись на случаи правильного обнаружения и ложной тревоги следующим образом:

- рассчитывалась матрица \mathbf{Q} квадратов разности времени задержки истинных и обнаруженных сигналов с элементами $Q_{m,n} = (\hat{t}_m - t_{c_n})^2$;

- из матрицы \mathbf{Q} последовательно извлекались элементы $Q_{m,n}$ в порядке возрастания их значений и проверялось выполнение условия $Q_{m,n} \leq \left(\frac{1}{2\Delta f}\right)^2$; если указанное условие выполняется, то m -й обнаруженный сигнал идентифицировался с n -м истинным;

- подсчитывалось общее число идентифицированных сигналов (определяет оценку вероятности правильного обнаружения), средний квадрат разности времени прихода идентифицированных обнаруженных сигналов и соответствующих истинных сигналов и число неидентифицированных обнаруженных сигналов (определяет среднее число ложных тревог).

Результаты усреднялись по достаточному (1000) числу реализаций.

Результаты исследования эффективности и закономерности

На рис. 3 приведены семейства зависимостей вероятности правильного обнаружения от параметра $\chi = \bar{x}\Delta f$ – нормированного к разрешающей способности РЛС по дальности среднего расстояния между элементами групповой цели. Рис. 3, а соответствует компенсационному алгоритму (сплошные кривые) и штатному алгоритму (пунктирные кривые) без оконной обработки ($W(t) = 1$), рис. 3, б – штатному алгоритму при использовании окна Хеннинга ($W(t) = \cos^2(\alpha t)$). Зависимости построены для значений отношения сигнал/шум на выходе СФ по мощности $q^2 = 2E/N_0 = 20; 23; 30$ дБ для групповой цели из четырех элементов при вероятности ложной тревоги $F = 10^{-6}$. Для указанных значений вероятность правильного обнаружения одиночной цели составляет 0,76; 0,87 и 0,97 соответственно.

На рис. 4, 5 приведены зависимости среднего числа ложных тревог (числа обнаруженных ложных сигналов в расчете на одно зондирование) и среднеквадратической ошибки (СКО) оценивания времени задержки сигналов от обнаруженных целей от параметра χ . При этом теоретическое СКО для одиночной цели составляет $\sigma_\tau = 0,0055; 0,0039; 0,0017$ мкс, соответственно (пунктирные прямые на рис. 5). Зависимости на рис. 5 для штатного и оценочно-компенсационного алгоритмов примерно совпадают, поэтому приведены в обобщенном виде.

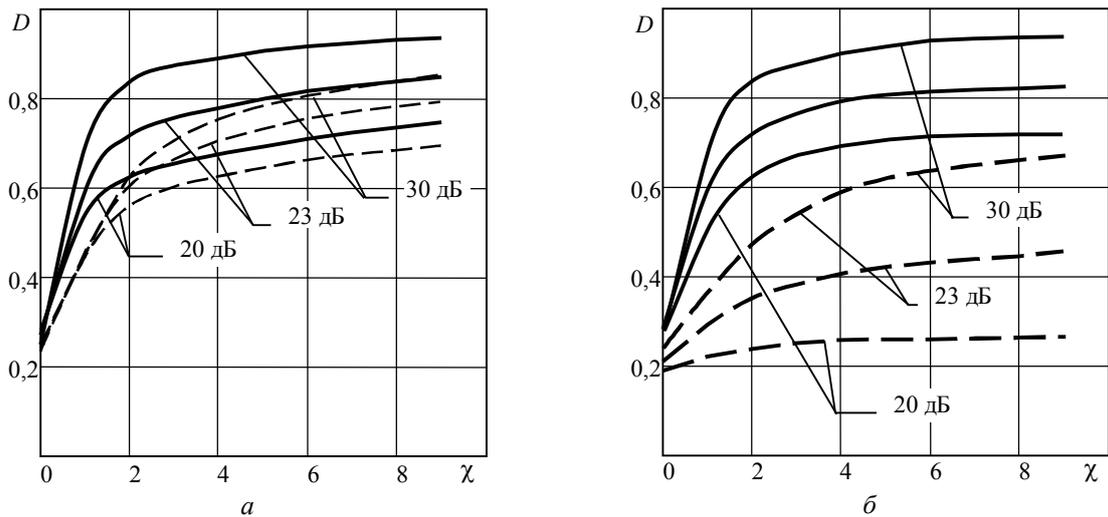


Рис. 3. Зависимость вероятности правильного обнаружения от параметра χ :
a – без оконной обработки; *б* – с оконной обработкой

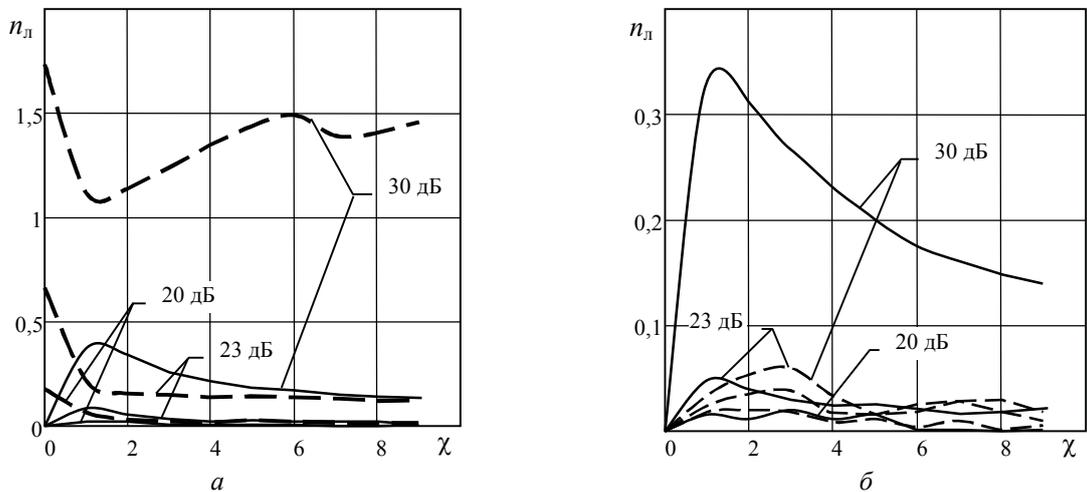


Рис. 4. Зависимости среднего числа ложных тревог от параметра χ :
a – без оконной обработки; *б* – с оконной обработкой

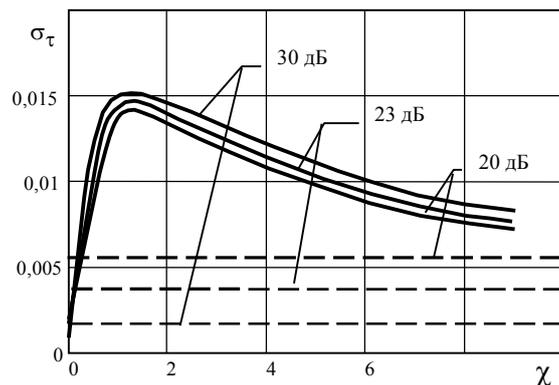


Рис. 5. Зависимость среднеквадратической ошибки оценивания времени задержки сигналов от обнаруженных целей от параметра χ

Анализ полученных зависимостей позволяет сформулировать следующие закономерности:

– при относительно малых ($q^2 \leq 23$ дБ) отношениях сигнал/шум компенсационный алгоритм обеспечивает повышение вероятности правильного обнаружения в сравнении со штатным алгоритмом без оконной функции на 0,1...0,2. Среднее число ложных тревог при использовании компенсационного и штатного алгоритмов для ситуации наличия

4-х близко расположенных целей не превышает 0,2 на одно зондирование, что можно считать приемлемым для практики;

– при больших ($q^2=30$ дБ) отношениях сигнал/шум компенсационный алгоритм обеспечивает повышение вероятности правильного обнаружения в сравнении со штатным и отсутствием оконной функции на 0,15...0,25 при малом, составляющем 1...3 элемента разрешения, среднем расстоянии между целями. При увеличении расстояния выигрыш в вероятности обнаружения снижается. Максимальное значение среднего числа ложных тревог при использовании компенсационного алгоритма достигается при $\chi = 1...1,5$ и составляет 0,35. При дальнейшем увеличении отношения сигнал/шум среднее число ложных тревог для компенсационного алгоритма возрастает. Среднее число ложных тревог (1,2...1,5) для штатного алгоритма примерно в 4 раза выше, чем у компенсационного алгоритма, и является недопустимо высоким;

– при использовании оконной функции в штатном алгоритме его проигрыш по отношению к предлагаемому оценочно-компенсационному по вероятности правильного обнаружения является весьма заметным и составляет величину 0,3...0,4 при соизмеримом среднем числе ложных тревог для характерных отношений сигнал/шум 20...23 дБ;

– среднеквадратическая ошибка оценивания времени задержки заметно отличается от значений, определяемых границей Рао-Крамера для случая наличия единственного отраженного сигнала даже при достаточно высоких значениях параметра χ . Это свидетельствует о существенном взаимном влиянии сигналов, отраженных от элементов групповой цели.

С учетом выявленных закономерностей дополнительно исследовался случай наличия в составе групповой одной доминирующей по мощности отраженного сигнала (в 3...5 раз) цели. Для указанного случая преимущества оценочно-компенсационного алгоритма по достигаемой вероятности правильного обнаружения проявляются еще более значимо.

Заключение

Предлагаемый оценочно-компенсационный алгоритм является предельно простым в реализации и может быть использован при типовых для обзорных РЛС отношениях сигнал/шум 20...30 дБ. Выигрыш от использования оценочно-компенсационного алгоритма заключается в повышении вероятности правильного обнаружения элементов групповой цели на 0,1...0,4 при стабилизации среднего числа ложных тревог на приемлемом для практики уровне.

Список литературы

1. Авиация ПВО России и научно-технический прогресс: боевые комплексы и системы вчера, сегодня, завтра / Под ред. Е.А. Федосова. М.: Дрофа, 2004. 705 с.
2. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. Теория и применение. М.: Сов. радио, 1971. 566 с.
3. Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. М: Радиотехника, 2014. 632 с.
4. Костров В.В., Варламов Д.Л. Применение метода оценочно-корреляционно-компенсационной обработки для снижения боковых лепестков сжатых сигналов // Сб. докладов XVII междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация и связь – 2011». Т. 3. Воронеж, 2011. С. 2367–2375.
5. Козлов С.В. Оценочно-компенсационный алгоритм селекции имитационных помех // Докл. БГУИР. № 2. 2018. С. 18–24.

References

1. Aviacija PVO Rossii i nauchno-tehnicheskij progress: boevye komplekсы i sistemy vchera, segodnja, zavtra / Pod red. E.A. Fedosova. M.: Drofa, 2004. 705 s. (in Russ.)
2. Kuk Ch., Bernfel'd M. Radiolokacionnye signaly. Teorija i primenenie. M.: Sov. radio, 1971. 566 s. (in Russ.)
3. Sosulin Ju.G., Kostrov V.V., Parshin Ju.N. Ocenочно-korrelejacionnaja obrabotka signalov i kompensacija pomeh. M: Radiotehnika, 2014. 632 s. (in Russ.)

4. Kostrov V.V., Varlamov D.L. Primenenie metoda ocenочно-korreljacionno-kompensacionnoj obrabotki dlja snizhenija bokovyh lepestkov szhatyh signalov // Sb. dokladov XVII mezhdunaro. nauch.-tehn. konf. «Radiolokacija, navigacija i svjaz' – 2011». T. 3. Voronezh, 2011. S. 2367–2375. (in Russ.)
5. Kozlov S.V. Ocenочно-kompensacionnyj algoritm selekcii imitacionnyh pomeh // Dokl. BGUIR. № 2. 2018. S. 18–24. (in Russ.)

Сведения об авторах

Козлов С.В., д.т.н., доцент, профессор кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Ву Тхань Ха, аспирант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293-89-11;
e-mail: korvin92@bk.ru
Козлов Сергей Вячеславович

Information about the authors

Kozlov S.V., D.Sci, associate professor, professor of information radiotechnology department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Vu Thanh Ha, PG student of information radiotechnology department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-17-293-89-11;
e-mail: korvin92@bk.ru
Kozlov Sergei Vyacheslavovich

УДК 621.3.049.77: 621.793

ОСОБЕННОСТИ НАНЕСЕНИЯ ТОНКИХ ПЛЕНОК СЕГНЕТОЭЛЕКТРИКОВ ПРИ ВЫСОКОЧАСТОТНОМ МАГНЕТРОНОМ РАСПЫЛЕНИИ

Д.Э. ОКОДЖИ, Д.А. ГОЛОСОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 12 июня 2018

Аннотация. Получены профили распределения скорости нанесения при высокочастотном (ВЧ) магнетронном распылении сегнетоэлектрических мишеней танталата стронция-висмута (SBT) и ниобата-танталата стронция висмута (SBTN) в Ar/O₂ смеси газов. Установлено, что при распылении SBT и SBTN мишеней в центре зоны распыления скорость нанесения значительно превышает скорость нанесения, характерную для распыления на постоянном токе, что является следствием генерации в разрядной зоне магнетрона отрицательно заряженных ионов. Предложена модель расчета распределения толщины наносимых пленок при ВЧ магнетронном распылении, которая учитывает поток формирующихся отрицательно заряженных ионов.

Ключевые слова: высокочастотное магнетронное распыление, сегнетоэлектрики, скорость нанесения, коэффициент распыления.

Abstract. The distribution profiles of the deposition rate for high-frequency (HF) magnetron sputtering of the ferroelectric targets of strontium-bismuth tantalate (SBT) and strontium-bismuth niobate-tantalate (SBTN) in the Ar/O₂ gas mixture were investigated. It was found that at sputtering SBT and SBTN targets the deposition rate in the center of the sputtering zone is much higher than the deposition rate specific for DC sputtering, which is a consequence of the generation of negative ions in the magnetron discharge region. A model for calculating the distribution of the deposited films thickness at HF magnetron sputtering, which takes into account the negative ions flow was proposed.

Keywords: high-frequency magnetron sputtering, ferroelectric, deposition rate, sputtering yield.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 114, No. 4, pp. 87-93

Deposition features of ferroelectric thin films at high-frequency magnetron sputtering

J.E. Okojie, D.A. Golosov

Введение

В настоящее время сегнетоэлектрики находят все более широкое применение в микроэлектронике [1]. Из ряда областей возможного применения сегнетоэлектриков следует выделить наиболее важное и активно развиваемое направление – сегнетоэлектрическая энергонезависимая память с произвольным доступом (Ferroelectric Random Access non-volatile Memory или FeRAM) [2]. Однако практическое использование сегнетоэлектриков в микроэлектронике сталкивается с серьезными трудностями. Одной из проблем является сложность нанесения равномерных по толщине пленок на подложки диаметром более 200 мм с контролируемыми свойствами. Последними тенденциями развития технологии нанесения сегнетоэлектрических тонких пленок является внедрение в промышленность метода высокочастотного (ВЧ) магнетронного распыления. Данный метод позволяет наносить многокомпонентные тонкие пленки, в широком диапазоне управлять структурно-фазовыми свойствами слоев, а также обеспечивает однородность покрытий на подложках больших размеров. Однако механизмы роста многокомпонентных тонких пленок при ВЧ распылении до сих пор изучены недостаточно, что затрудняет выбор оптимальных условий получения

покрытий. Таким образом, целью работы было исследование особенностей процессов ВЧ магнетронного распыления сегнетоэлектрических мишеней в Ag/O_2 смеси газов.

Эксперимент

Схема установки нанесения сегнетоэлектрических тонких пленок методом ВЧ магнетронного распыления приведена на рис. 1. Установка выполнена на базе вакуумного поста Leybold-Heraeus A550 VZK. Камера установки оборудована ионным источником на основе ускорителя с анодным слоем, который использовался для предварительной очистки подложек. Для распыления сегнетоэлектрических мишеней танталата стронция-висмута (SBT) состава $SrBi_2Ta_2O_9$ и ниобата-танталата стронция висмута (SBTN) состава $Sr_{0,8}Bi_{2,5}Ta_{1,2}Nb_{0,9}O_{9,8}$ использовались оригинальные магнетронные распылительные системы RIF.039 с мишенью диаметром 39 мм и MARS.080 с мишенью диаметром 80 мм. Для питания магнетронов применен ВЧ источник питания (частота 13,56 МГц) с максимальной выходной мощностью 1300 Вт.

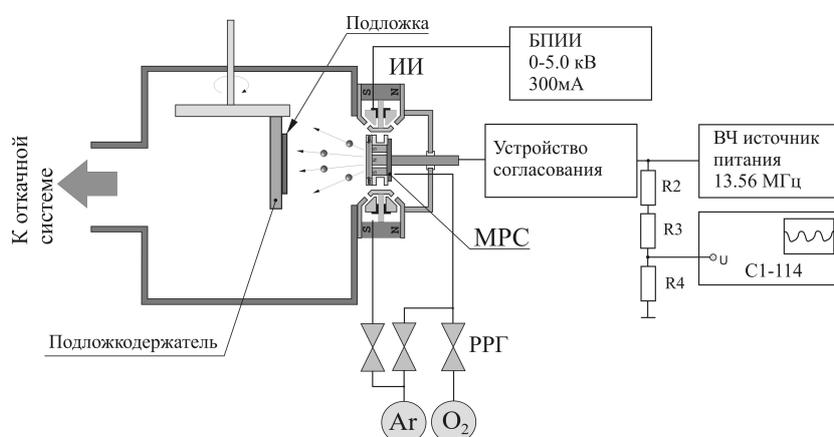


Рис. 1. Схема экспериментальной установки для нанесения сегнетоэлектрических тонких пленок: МРС – магнетронная распылительная система, ИИ – ионный источник, РРГ – автоматический регулятор расхода газа, БПИИ – блок питания ионного источника

В ходе экспериментов подложки из кремния Si (100) устанавливались на расстоянии 82 мм от поверхности мишени при распылении магнетроном RIF.039 и 100 мм при распылении магнетроном MARS.080. Камера вакуумной установки откачивалась до остаточного давления 8×10^{-4} Па. Предварительно производилась очистка подложек пучком ионов Ag^+ . Время очистки, энергия ионов и ток разряда во всех экспериментах были постоянными и составляли соответственно 3 мин, 700 эВ, 40 мА. Для нанесения слоев в разрядную область магнетрона подавались рабочие газы (смесь Ag/O_2). При распылении мишеней магнетроном RIF.039 общий расход рабочих газов поддерживался постоянным и составлял 60 мл/мин. Содержание кислорода в смеси рабочих газов изменялось от 0 до 50 %. В процессе нанесения мощность разряда магнетрона изменялась от 75 до 125 Вт. При нанесении пленок магнетроном MARS.080 общий расход Ag/O_2 рабочих газов составлял 40 мл/мин и содержание кислорода менялось от 0 до 50 %, мощность разряда составляла 153 Вт. Толщина нанесенных слоев определялась с помощью оптического интерферометрического профилометра ПОИ-08. Масса распыленного материала определялась путем взвешивания мишени до и после процесса распыления с помощью аналитических электронных весов OHAUS Explorer.

Результаты и обсуждение

Получены зависимости скорости нанесения пленок SBT и SBTN от мощности разряда и содержания кислорода в Ag/O_2 смеси газов. На рис. 2 представлена зависимость скорости нанесения пленок при распылении SBTN мишени магнетроном RIF.039. При мощности разряда 125 Вт и распылении в среде Ar скорость нанесения составляла 0,26 нм/с. В случае распыления SBT мишени при тех же условиях скорость нанесения практически не изменялась.

Как для SBTN, так и для SBT мишеней при увеличении концентрации кислорода до 50 % скорость нанесения снижалась до 0,13 нм/с, т. е. в два раза. Независимо от концентрации кислорода при уменьшении мощности разряда скорость нанесения снижалась пропорционально мощности разряда (рис. 2, кривые б и в). Аналогичный характер зависимостей был получен при распылении SBTN мишени магнетроном MARS.080.

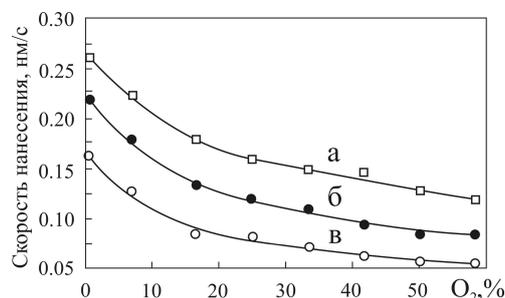


Рис. 2. Зависимость скорости нанесения пленок SBTN от процентного содержания кислорода в Ar/O₂ смеси газов при различной мощности разряда: а – 125 Вт; б – 100 Вт; в – 75 Вт

На рис. 3 представлен профиль распределения толщины пленок при распылении SBTN мишени магнетроном RIF.039. Пленки нанесены при следующих условиях: мощность прямой волны $P_F = 85$ Вт, расход газов $Q_{Ar} = 35$ мл/мин, $Q_{O_2} = 25$ мл/мин, время нанесения 120 мин. Установлено, что нанесенные пленки имели высокую неравномерность толщины. Так, на подложке диаметром 100 мм неравномерность составила более ± 38 %. Аналогичные результаты получены при распылении SBT мишени. Также получен профиль распределения толщины нанесенной пленки при распылении SBTN мишени магнетроном MARS.080 (рис. 4). Пленки нанесены при следующих режимах: $Q_{Ar} = 25$ мл/мин, $Q_{O_2} = 15$ мл/мин, $P_F = 153$ Вт, $P_R = 4,8$ Вт. Время нанесения 180 мин. В данном случае неравномерность толщины нанесенной пленки на подложке диаметром 150 мм составила порядка ± 30 % (рис. 4, кривая а).

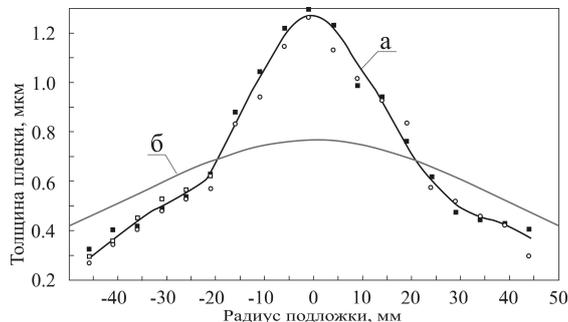


Рис. 3. Распределение толщины нанесенной пленки при распылении SBTN мишени магнетроном RIF.039: а – экспериментальная кривая; б – расчетный профиль распределения толщины при использовании косинусного закона распыления

Для представленных выше процессов рассчитан эффективный коэффициент распыления. Эффективный коэффициент распыления рассчитывался исходя из массы распыленного материала по формуле

$$Y = M_s \frac{e(1+\gamma_t)}{m_t I_t t}, \quad (1)$$

где M_s – масса распыленного материала, m_t , γ_t – масса атома и коэффициент ионно-электронной эмиссии материала мишени, I_t – ток разряда магнетрона, e – заряд электрона, t – время распыления. Коэффициент распыления SBTN мишени магнетроном RIF.039 при распылении в среде Ag составил $Y_{SBTN} = 0,175$ и уменьшался до $Y_{SBTN} = 0,0815$ при содержании кислорода в Ar/O₂ смеси газов 42 %. Коэффициент распыления SBT мишени при распылении в среде Ag составил $Y_{SBT} = 0,170$. При распылении SBTN мишени магнетроном MARS.080 коэффициент распыления в среде Ag составил $Y_{SBTN} = 0,0516$ и уменьшался до $Y_{SBTN} = 0,0233$ при содержании кислорода в Ar/O₂ смеси газов 37,5 %. Столь большое различие в коэффициентах распыления магнетронами RIF.039 и MARS.080 объясняется большим различием напряжения постоянного

смещения мишени в процессе распыления, которое определяет энергию бомбардирующих мишень ионов. Так, для магнетрона RIF.039 напряжение постоянного смещения мишени составляло -270 В, а для магнетрона MARS.080 -93 В.

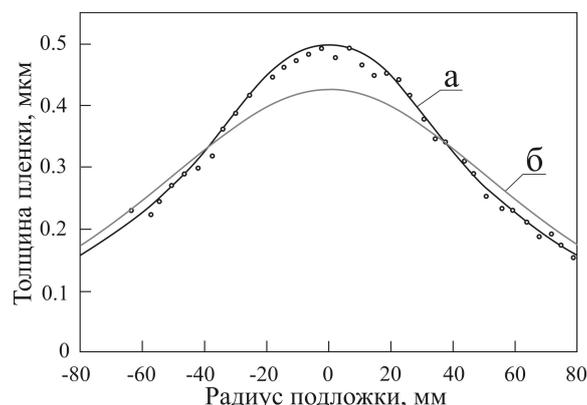


Рис. 4. Распределение толщины нанесенной пленки при распылении SBTN мишени магнетроном MARS.080: *а* – результаты экспериментальных исследований; *б* – рассчитанный профиль распределения толщины при использовании косинусного закона распыления

Для всех вариантов распыления по предложенной в работе [3] методике проведено моделирование профилей распределения скорости нанесения. Результаты моделирования показали, что при использовании косинусного закона распыления расчеты давали большую погрешность (см. рис. 3, 4, кривые *б*). Для всех исследуемых магнетронов и распыляемых мишеней профиль распределения толщины имел негомогенный характер. В центре зоны распыления скорость нанесения значительно превышала скорость нанесения, характерную для распыления электропроводящих материалов на постоянном токе. Данное поведение можно объяснить ионизацией распыленного материала в плазме ВЧ разряда, при которой формируются отрицательно заряженные ионы. Для образования отрицательно заряженного иона необходимо, чтобы в распыляемой мишени или рабочем газе присутствовали элементы с высокой электроотрицательностью. Электроотрицательные атомы могут присоединять к себе дополнительный электрон и устойчиво существовать в виде отрицательных ионов. Вероятность образования отрицательных ионов тем больше, чем выше значение электронного сродства материала E_s . Сравнительно высокую энергию сродства имеет атомарный кислород ($E_s = 1,46$ эВ). Для элементов мишени сравнительно высокую энергию сродства имеют Vi ($E_s = 0,946$ эВ) и Nb ($E_s = 0,893$ эВ). Генерация отрицательно заряженных ионов главным образом происходит в магнитной ловушке магнетрона, где присутствуют высокоэнергетичные электроны, атомы рабочих газов и распыленные атомы материала мишени. Так как в магнетронах электрическое поле практически перпендикулярно поверхности мишени, отрицательные ионы ускоряются в катодном пространстве магнетрона в перпендикулярном мишени направлении и угловое распределение направленного движения этих ионов сильно вытянуто в направлении нормали к мишени, по сравнению с косинусным.

Наличие потока отрицательных ионов требует его учета при моделировании процессов ВЧ магнетронного распыления. Поэтому для моделирования профилей распределения скорости нанесения при ВЧ магнетронном распылении предложено использовать метод интегрирования распыленного потока с каждой точки зоны распыления [3], однако, в отличие от предыдущих моделей, предполагается, что на подложке конденсируются два потока: поток нейтральных частиц, который имеет близкое к косинусному распределение, и поток заряженных частиц, который имеет надкосинусное распределение. В данном случае скорость нанесения в точке r_2 подложки определяется формулой

$$V(r_2) = V_1(r_2) + V_2(r_2), \quad (2)$$

где $V_1(r_2)$ и $V_2(r_2)$ – скорости нанесения на радиусе r_2 подложки для потоков нейтральных и заряженных частиц соответственно. Скорость нанесения нейтральных частиц в точке подложки, расположенной на расстоянии r_2 от оси магнетрона, рассчитывается по формуле

$$V_1(r_2) = \frac{r_1}{\pi} \int_{R_{\min}}^{R_{\max}} dr_1 \int_0^{2\pi} \frac{v_{t1}(r_1) \cos \phi(r_1, \theta) \cos^{k_1} \varphi(r_1, \theta)}{l^2(r_1, \theta)} d\theta, \quad (3)$$

поток отрицательно заряженных частиц определяется формулой

$$V_2(r_2) = \frac{r_1}{\pi} \int_{R_{\min}}^{R_{\max}} dr_1 \int_0^{2\pi} \frac{v_{t2}(r_1) \cos \phi(r_1, \theta) \cos^{k_2} \varphi(r_1, \theta)}{l^2(r_1, \theta)} d\theta, \quad (4)$$

где R_{\min} и R_{\max} – минимальный и максимальный радиусы зоны эрозии мишени, θ – угол текущей точки распыления, φ – угол между нормалью к поверхности подложки и направлением конденсации распыленного потока, ϕ – угол между нормалью к поверхности мишени и направлением распыленного потока, v_{t1} , v_{t2} – скорости распыления по толщине на радиусе r_1 мишени, k_1 , и k_2 – коэффициенты косинуса угла распыления соответственно для нейтральных и заряженных частиц, которые используются для точной аппроксимации пространственного распределения распыленных частиц в случае надкосинусного и подкосинусного распределения. В зависимости от значения k_i распределение имеет вид подкосинусного при $k_i < 1$ и надкосинусного при $k_i > 1$.

Для верификации предложенной модели проведено моделирование профилей распределения толщины наносимых пленок при распылении SBTN мишеней магнетронами RIF.039 и MARS.080. При расчетах профиля распределения толщины нанесенной пленки при ВЧ магнетронном распылении SBTN мишени магнетроном RIF.039 в качестве исходных данных использовались следующие параметры процесса распыления: $P_F = 85$ Вт, напряжение постоянного смещения мишени $U_t = -270$ В. Параметры зоны распыления: $R_{\min} = 0,0045$ м, $R_{\max} = 0,015$ м, $\bar{R} = 0,01$ м. Для данных параметров рассчитаны коэффициенты распыления и показатели степени косинуса для потоков нейтральных атомов и заряженных частиц. На основе результатов моделирования установлено, что для потока нейтральных частиц коэффициент распыления и показатель косинуса угла распыления составили соответственно $Y_1 = 0,063$, $k_1 = 1,0$. Для потока ионизированных частиц $Y_2 = 0,0185$, $k_2 = 120$. Для данных показателей рассчитаны профили распределения скорости нанесения для потока нейтральных частиц (рис. 5, кривая *a*) и потока заряженных частиц (кривая *б*). На том же рисунке представлен суммарный профиль распределения скорости нанесения (кривая *в*).

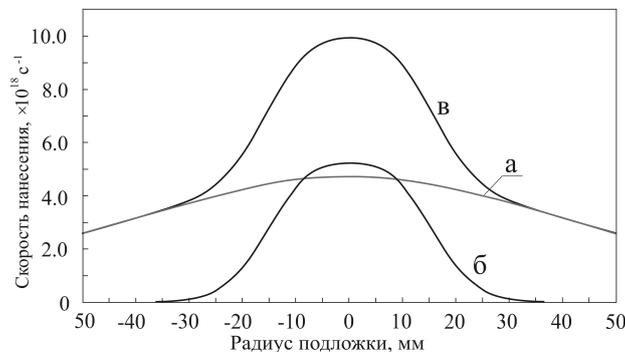


Рис. 5. Результаты расчета скорости нанесения пленок SBTN: *a* – нейтральных частиц; *б* – ионизированных частиц; *в* – суммарный профиль распределения

Сравнение расчетного распределения скорости нанесения и результатов экспериментальных исследований показало практически их полное совпадение (рис. 6). Погрешность моделирования также не превышала 10 %. Анализ результатов моделирования показал, что угол разлета ионов составлял всего 20–25° и количество ионизированного материала достигает 22,6 %. Аналогичные расчеты проведены для процесса магнетронного распыления SBTN мишени магнетроном MARS.080 (рис. 7). При расчетах использовались следующие исходные данные: $P_F = 153$ Вт, $P_F = 4,8$ Вт, $U_t = -93$ В, время нанесения 180 мин. Параметры зоны распыления $R_{\min} = 4,5$ мм, $R_{\max} = 32,6$ мм, $\bar{R} = 19,5$ мм. На основе моделирования получены коэффициенты распыления и показатели степени косинуса для потока нейтральных ($Y_1 = 0,01833$, $k_1 = 1,0$) и заряженных ($Y_2 = 0,002$, $k_2 = 40$) частиц. В данном случае поток ионизированных частиц был практически в два раза меньше

и составлял менее 10 %. Возможно, что при более низком постоянном смещении мишени скорость формирования отрицательно заряженных ионов снижается, и при меньшей напряженности электрического поля их угловое распределение становится более гомогенным.

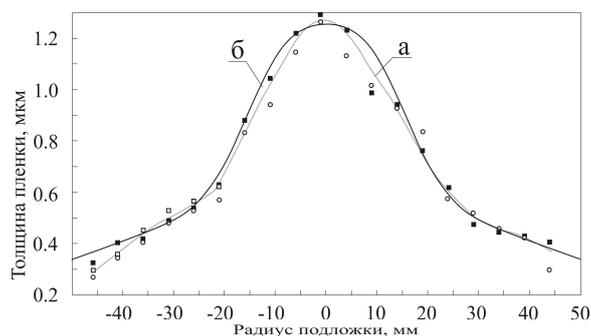


Рис. 6. Распределение толщины нанесенной пленки при распылении SBTN мишени магнетроном RIF.039: результаты экспериментальных исследований (а) и моделирования (б)

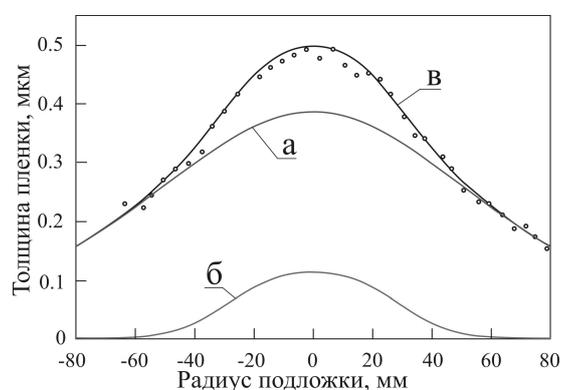


Рис. 7. Распределение толщины нанесенной пленки при распылении SBTN мишени магнетроном MARS.080: результаты моделирования скорости нанесения нейтральных частиц (а) и ионизированных частиц (б), профиль распределения толщины с учетом потока ионизированных частиц (в) (точками показаны результаты экспериментальных исследований)

Заключение

Проведенные исследования процессов ВЧ магнетронного распыления сегнетоэлектрических SBT и SBTN мишеней показали, что профиль распределения толщины нанесенных пленок имеет негомогенный характер. Формирование негомогенного профиля является следствием генерации в разрядной зоне магнетрона отрицательно заряженных ионов, которые, ускоряясь электрическим полем, создают направленный поток заряженных частиц, угол разлета которых составляет 20–30°.

Разработана модель расчета профилей распределения толщины наносимых пленок при ВЧ магнетронном распылении, которая учитывает поток формирующихся отрицательно заряженных ионов. Проведенная верификация предложенной модели при распылении SBTN мишеней магнетронами RIF-039 и MARS-080 показала, что погрешность моделирования не превышает 10 %. Анализ результатов моделирования показал, что при распылении сегнетоэлектрических мишеней угол разлета и количество ионизированного материала зависит от напряжения постоянного смещения мишени и может достигать 22 %.

Список литературы / References

1. Martin L.W., Rappe A.M. Thin-film ferroelectric materials and their applications // Nature Reviews Materials. 2016. Vol. 2. P. 16087-1–14.
2. Development of ferroelectric RAM (FRAM) for mass production / Eshita T. [et al.] // J. Phys. Science and Application. 2015. Vol. 5. P. 29–32.

3. The increase in thickness uniformity of films obtained by magnetron sputtering with rotating substrate / Golosov D.A. [et al.] // Plasma Physics and Technology. 2016. Vol. 3, № 3. P. 100–104.

Сведения об авторах

Окоджи Д.Э., аспирант Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Голосов Д.А., к.т.н., доцент, в.н.с. Центра 10.1 Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
Тел . +375-17-293-80-79;
e-mail: dmgolosov@mail.ru
Окоджи Джейкобс Эхимэир

Information about the authors

Okojie J.E., PG student of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Golosov D.A., PhD, associate professor, senior researcher of Center 10.1 of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-17-293-80-79;
e-mail: dmgolosov@mail.ru
Okojie Jacobs Ehimare

УДК 004.4'6

МЕТОДИКА ВЫЧИСЛЕНИЙ НА ГРАФИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОРАХ

И.Н. ГУБЧИК, Н.Н. ИВАНОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 21 мая 2018

Аннотация. В статье рассматривается простой и эффективный метод остановки вычислений на графическом процессоре в случае необходимости быстрого освобождения ресурсов устройства. Условия работы метода, а также подходы для обратной связи, требуемой для перезапуска ядра на другом вычислительном устройстве, описаны подробно.

Ключевые слова: графический процессор, центральное процессорное устройство, ядро, неспециализированные вычисления на графических процессорах.

Abstract. An overview of a simple and efficient method to abort execution of a running kernel on graphics processing unit when it is required for fast release of its resources is presented. Required conditions of the method and kernel feedback approaches needed for a kernel restart on another processing unit are described in details.

Keywords: graphics processing unit, central processing unit, kernel, general-purpose computing on graphics processing unit.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 114, No. 4, pp. 94-99

Method of computing on graphics processors

I.N. Hubchyk, N.N. Ivanov

Введение

С учетом растущего интереса к системам с гетерогенной архитектурой и системам реального времени возникает потребность в миграции задач между различными вычислительными устройствами [1, 2]. Использование таких систем с разными комбинациями центрального процессорного устройства (ЦПУ) и графического(-их) процессора (ГП) создает необходимость остановки выполнения задачи на одном вычислительном устройстве и запуск той же задачи на другом устройстве. Данная проблема особенно актуальна для программ, которые во время их выполнения используют компиляцию исходного кода ядра при помощи OpenCL/CUDA. Под ядром подразумевается функция, исполняемая на ГП. В данном случае внутренняя структура ядра неизвестна и, как следствие, неизвестно его время выполнения на вычислительном устройстве. Сигнал о приостановке ядра всегда генерируется ЦПУ и передается ГП. При принудительном освобождении ресурсов ГП происходит потеря данных программы. Метод быстрой и безопасной остановки выполнения ядра на ГП и накладные расходы при использовании рассматриваемого метода являются темой данной статьи.

Метод остановки ядра на ГП

Рассмотрим простой метод остановки выполнения ядра на ГП, требующий для его реализации минимальные изменения в исходном коде ядра и не приводящий к значительным затратам ресурсов ГП. Ядро, выполняемое на ГП, может получить отправленный ЦПУ сигнал об остановке при помощи изменения значения разделяемой

переменной в памяти ЦПУ и последующего копирования данной переменной в память ГП. Прямая адресация к разделяемой переменной из ядра значительно замедляет его работу в сравнении с адресацией к памяти ГП. Каждый поток, выполняемый внутри ядра, проверяет значение данной переменной (флага), находящейся в памяти ГП, и при выставленном флаге не производит дальнейших операций внутри ядра. Псевдокод, реализующий описанный метод, представлен ниже:

```
void Kernel(parameter1, parameter2, ..., volatile bool * abortionFlag)
{
    if ((*abortionFlag) == true)
        return;

    // изначальный исходный код
}
```

Данный метод выглядит довольно простым и легко реализуем при помощи шаблонов или макросов, однако существуют определенные условия для его правильной работы. Разделяемая переменная, используемая в качестве флага для остановки ядра, должна быть создана в неподкачиваемой и неэкзируемой памяти ЦПУ, чтобы копирование данных из/в нее могло производиться одновременно с выполнением ядра на ГП [3, 4]. Для выполнения данного условия ГП должен иметь как минимум одно устройство прямого доступа к памяти [5]. Кроме того, вызовы выполнения ядра и команды для асинхронного копирования памяти обязаны исполняться в отдельных очередях задач на ГП. Последним требованием является то, что количество блоков вычислительной сетки и количество потоков в блоке должны быть достаточно большими для выполнения частых проверок значения разделяемой переменной внутри ядра. Можно предположить, что копирование данных между переменными или установка значения переменной внутри памяти ГП являются лучшими подходами для выставления флага остановки, однако данные операции производятся посредством вызова определенных функций (ядер) на ГП, поэтому с учетом вышеописанных требований они не будут производиться одновременно с выполнением ядра [4, 5].

Стоит отметить, что если в данный момент времени ГП используется для отрисовки, асинхронное копирование памяти будет произведено только после завершения выполнения ядра на ГП, даже если используются отдельные очереди задач. В системе с несколькими графическими процессорами конкретный ГП, используемый для вычислений, не должен быть задействован для отрисовки. В системах с одним ГП довольно сложно избежать данной проблемы и рекомендуется минимизировать отрисовку на ГП (данная проблема выходит за рамки статьи) [5, 6].

Обратная связь на ядре

Информация об уже выполненных ГП вычислениях внутри ядра до выставления флага остановки весьма полезна в случае, когда в гетерогенной системе более быстрое вычислительное устройство становится доступным для использования. При наличии данной информации другому устройству не нужно выполнять повторно те же вычисления, которые были выполнены на изначальном ГП, таким образом достигается ускорение работы системы при миграции вычислений между устройствами. Существуют несколько подходов для решения данной проблемы. Первый подход основан на использовании атомарных операций над переменной, которая выступает как счетчик потоков в ядре. Такой подход дает точное значение числа потоков, которые закончили вычисления внутри ядра, до выставления флага остановки. Псевдокод подхода приведен ниже:

```
void Kernel(parameter1, parameter2, ..., volatile bool * abortionFlag, unsigned int * counter)
{
    if ((*abortionFlag) == true)
        return;

    // изначальный исходный код
}
```

```

    atomicAdd(counter);
}

```

Недостатком такого подхода является вышеуказанное использование атомарных операций над переменной, что замедляет работу ядра, поскольку в определенный момент времени только один поток может изменить состояние переменной. Чтобы избежать этого, можно использовать только информацию с первого (или любого другого) потока в блоке (второй подход). Поток сохраняет номер текущего блока (по сути, количество блоков, которые были обработаны) в переменную. Псевдокод представлен ниже:

```

void Kernel(parameter1, parameter2, ..., volatile bool * abortionFlag, volatile int * startedBlockID)
{
    if ((*abortionFlag) == true)
        return;

    // изначальный исходный код

    if (threadIDInBlock == 0)
        atomicSet(startedBlockID, blockID);
}

```

К сожалению, данный подход не может правильно работать на всех ГП, поскольку не каждый ГП гарантирует последовательную обработку блоков в вычислительной сетке. Стоит также учесть, что несколько блоков в вычислительной сетке могут одновременно обрабатываться одним ГП при наличии нескольких потоковых процессоров [4, 5]. Точка синхронизации разрешает проблему состояния гонки между потоками. Третий подход основывается на идее, что первый (или любой другой) поток записывает номер блока в массив только после точки синхронизации. Размер массива равен количеству блоков в вычислительной сетке. Псевдокод приведен ниже:

```

void Kernel(parameter1, parameter2, ..., volatile bool * abortionFlag, int * completedBlockID)
{
    if ((*abortionFlag) == true)
        return;

    // изначальный исходный код

    synchronise();
    if (threadIDInBlock == 0)
        completedBlockID[blockID] = 1;
}

```

Точка синхронизации в конце тела ядра не должна значительно замедлить его работу, поскольку потоковый процессор всегда выполняет синхронизацию потоков внутри одного блока до того, как приступить к выполнению следующего блока.

Результаты

Для получения достоверных данных измерения для рассмотренного метода были проведены на различных вычислительных системах. Для этих целей было создано два отдельных ядра: «оригинальное ядро», содержащее набор простых математических операций, и «ядро с проверкой флага» с тем же самым набором операций и с дополнительным кодом для проверки значения разделяемой переменной (флага). Если флаг был выставлен, дальнейший код внутри ядра не выполнялся. Размер массива данных для обработки равнялся 1048576 (1024×1024) элементов, размер блока был установлен в 1024 потока. Запуск каждого ядра с ожиданием его завершения был выполнен 1000 раз, и для каждой такой итерации измерялось время. Затем были вычислены среднее значение и дисперсия времени выполнения ядра. Все значения находятся в интервале ± 3 сигма, что подтверждает стабильность измерений. Результаты представлены в табл. 1.

Таблица 1. Результаты измерения выполнения ядер

ГП	Время выполнения оригинального ядра, мс	Время выполнения ядра с проверкой флага, мс	Разница во времени между ядрами, мс	Разница во времени между ядрами, %	Отклик на выставление флага остановки, мс
GeForce GT 620	88,789 +/- 0,0468	89,195 +/- 0,0464	0,406	0,46	1,098 +/- 0,0461
GeForce 940M	34,271 +/- 0,0194	34,345 +/- 0,0198	0,074	0,22	0,161 +/- 0,0269
GeForce GTX 960	16,041 +/- 0,0277	16,052 +/- 0,0190	0,011	0,069	0,130 +/- 0,0215

Логично предположить, что ядро с дополнительным кодом для проверки флага медленнее оригинального, однако накладные расходы являются незначительными (< 0,5 %). Для получения точных результатов использовался дополнительный таймер, применение которого позволяло генерировать сигнал для остановки ядра на ГП через фиксированный промежуток времени (в данном случае 10 мс). Флаг остановки ядра выставлялся при помощи асинхронного копирования памяти с ЦПУ на ГП. Время отклика ядра на выставление флага остановки занесено в последний столбец таблицы.

Результаты, представленные в табл. 1, выглядят многообещающе, но они были получены для ядер с большим размером вычислительной сетки, которая была установлена в 1024 блока. Теоретически, изменение размера вычислительной сетки должно влиять на время отклика ядра на выставление флага остановки. Табл. 2 отображает зависимость между размером вычислительной сетки и временем отклика. На основе данных в табл. 1 был выбран самый медленный ГП – GeForce GT 620 для получения потенциально наихудших результатов. Изначальный размер массива данных равнялся 4194304 (4096×1024) элементам, размер блока составил 1024 потока. Количество обработанных элементов в потоке зависит от вычислительной сетки ядра: при меньшем его размере больше элементов должны быть выполнены в одном потоке. Для каждого конкретного размера вычислительной сетки ядра были разработаны тесты с различным временем ожидания перед выставлением флага остановки (от 2 до 50 мс с шагом 1 мс). Это требовалось для получения наибольшего времени отклика ядра, так как возможна ситуация, при которой флаг остановки может быть изменен перед самым началом вызова варпа (группа из 32-х потоков) [4, 5].

Таблица 2. Время отклика на выставление флага остановки ядра при различных размерах вычислительной сетки на GeForce GT 620

Размер вычислительной сетки, блоки	Время выполнения ядра без выставления флага, мс	Время отклика на выставление флага остановки, мс	Время отклика в сравнении со временем выполнения оригинального ядра, %
4096	106,126	1,691	1,59
2048	102,736	1,844	1,80
1024	100,361	1,942	1,94
512	98,8313	1,990	2,01
256	97,7749	2,012	2,06
128	96,9064	2,596	2,68
64	96,1945	3,053	3,17
32	95,8686	3,920	4,09
16	95,6339	7,477	7,82
8	95,4486	13,391	14,03
4	95,329	24,937	26,16
2	95,241	48,081	50,48
1	95,199	79,260	83,26

Зависимость между размером вычислительной сетки и временем отклика ядра на выставление флага остановки легко описывается линейной функцией. Данная зависимость наблюдается до момента, когда размер вычислительной сетки не превышает 64 блоков. После этого уменьшение времени отклика на выставление флага остановки не является существенным: при увеличении вычислительной сетки в 64 раза, время отклика уменьшается только в 2 раза. Стоит отметить, что резкие скачки в значениях времени отклика, более заметные при малых размерах вычислительной сетки ядра, вызваны тем, что ЦПУ и ГП не работают в полной синхронизации и флаг остановки невозможно установить сразу же после

запуска очередного блока или варпа. Увеличение времени работы ядра без выставления флага остановки с ростом размера вычислительной сетки связано с тем, что для случаев с меньшим размером сетки один поток выполняет вычисления на нескольких элементах входного массива, тем самым не тратится дополнительное время на перезапуск потока. Данная зависимость не является верной для всех ядер, выполняемых на ГП.

Все ядра, результаты которых представлены в табл. 1 и 2, не содержали кода для обратной связи. Авторы выполнили измерения для трех подходов, описанных в разделе «Обратная связь на ядре», на GeForce GT 620, результаты которых представлены в табл. 3. Условия запуска ядер и измерения времени их выполнения такие же, как и для измерений, результаты которых представлены в табл. 1.

Таблица 3. Время выполнения ядра на GeForce GT 620

Ядро	Время выполнения, мс	Время выполнения в сравнении с оригинальным ядром, %
Оригинальное ядро	88,195 +/- 0,0464	100,00
Ядро с проверкой флага	88,537 +/- 0,0475	100,39
Ядро с проверкой флага и счетчиком	90,745 +/- 0,0475	102,89
Ядро с проверкой флага и записью номера блока	88,676 +/- 0,0468	100,54
Ядро с проверкой флага, точкой синхронизации и массивом	88,796 +/- 0,0479	100,68

Результаты для первого, второго и третьего подхода для обратной связи на ядре представлены в строках «Ядро с проверкой флага и счетчиком», «Ядро с проверкой флага и записи номера блока» и «Ядро с проверкой флага, точкой синхронизации и массивом» соответственно. Первый подход значительно увеличивает время выполнения ядра (более чем на 2%), в то же время второй и третий подход не вносят значительных замедлений в оригинальное ядро с кодом проверки флага остановки.

Заключение

Рассмотренный метод довольно гибок с точки зрения программной разработки и требует незначительных изменений в исходном коде. Результаты показывают, что метод лучше работает для ядер с большим размером вычислительных сеток, нежели для ядер с малым размером, однако он совершенно незначительно увеличивает время выполнения ядра на ГП и гарантирует быстрый отклик на выставление флага остановки, даже при условии использования дополнительного кода для обратной связи. Накладные расходы для реализации метода значительно меньше для более быстрых ГП.

Список литературы

1. Dynamic Checkpointing Policy in Heterogeneous Real-Time Standby Systems / G. Levitin [et al.] // IEEE Transactions on Computers. 2017. Vol. 66, iss. 8. P. 1449–1456.
2. Sousa Dynamic Load Balancing for Real-Time Video Encoding on Heterogeneous CPU+GPU Systems / S. Momcilovic [et al.] // IEEE Transactions on Multimedia. 2014. Vol. 16, iss. P. 108–121.
3. Fu C., Wang Z., Zhai Y. A CPU-GPU Data Transfer Optimization Approach Based on Code Migration and Merging // 16th International Symposium on Distributed Computing and Applications to Business, Engineering and Science (DCABES). 13–16 October 2017.
4. Cheng J., Grossman M., McKercher T. Professional CUDA C Programming. John Wiley & Sons, Inc. 2014. 499 p.
5. Сандерс Дж., Кэндрот Э. Технология CUDA в примерах. Введение в программирование графических процессоров. М.: ДМК Пресс, 2013. 232 с.
6. Shevtsov M. OpenCL™ and OpenGL* Interoperability Tutorial [Electronic resource]. URL: <https://software.intel.com/en-us/articles/opencl-and-opengl-interoperability-tutorial> (Date of access: 07.05.2018).

References

1. Dynamic Checkpointing Policy in Heterogeneous Real-Time Standby Systems / G. Levitin [et al.] // IEEE Transactions on Computers. 2017. Vol. 66, iss. 8. P. 1449–1456.

2. Sousa Dynamic Load Balancing for Real-Time Video Encoding on Heterogeneous CPU+GPU Systems / S. Momcilovic [et al.] // IEEE Transactions on Multimedia. 2014. Vol. 16, iss. P. 108–121.
3. Fu C., Wang Z., Zhai Y. A CPU-GPU Data Transfer Optimization Approach Based on Code Migration and Merging // 16th International Symposium on Distributed Computing and Applications to Business, Engineering and Science (DCABES). 13–16 October 2017.
4. Cheng J., Grossman M., McKercher T. Professional CUDA C Programming. John Wiley & Sons, Inc. 2014. 499 p.
5. Sanders Dzh., Kjendrot Je. Tehnologija CUDA v primerah. Vvedenie v programirovanie graficheskikh processorov. M.: DMK Press, 2013. 232 s. (in Russ.)
6. Shevtsov M. OpenCL™ and OpenGL* Interoperability Tutorial [Electronic resource]. URL: <https://software.intel.com/en-us/articles/opencl-and-opengl-interoperability-tutorial> (Date of access: 07.05.2018).

Сведения об авторах

Губчик И.Н., инженер-программист «Blackmagic Design Technology Pte Ltd».

Иванов Н.Н., к.ф.-м.н., доцент, доцент кафедры электронных вычислительных машин Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220133, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. Гамарника, 24–5
тел. +375-29-180-55-89;
e-mail: ivanovnn@gmail.com
Иванов Николай Николаевич

Information about the authors

Hubchik I.N., engineer-programmer of «Blackmagic Design Technology Pte Ltd».

Ivanov N.N., PhD, associate professor, associate professor of electronic computing machines department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Address for correspondence

220133, Republic of Belarus,
Minsk, Gamarnika st., 24–5
tel.: +375-29-180-55-89;
e-mail: ivanovnn@gmail.com
Ivanov Nickolai Nickolaevich

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 621.385.6

УРАВНЕНИЯ ВОЗБУЖДЕНИЯ ВОЛНОВОДА С ПРОДОЛЬНО-НЕРЕГУЛЯРНЫМ ЗАПОЛНЕНИЕМ МАГНИТОДИЭЛЕКТРИКОМ

А.А. КУРАЕВ, В.В. МАТВЕЕНКО, Т.Л. ПОПКОВА

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 16 февраля 2018

Аннотация. Приведено строгое решение задачи о возбуждении волновода с продольно-нерегулярным заполнением магнитодиэлектриком.

Ключевые слова: уравнения возбуждения, нерегулярный волновод, магнитодиэлектрическое заполнение.

Abstract. The exact solution for exciting a longitudinally irregular waveguide problem with a magnetodielectric filling up is presented.

Keywords: excitation equation, irregular waveguide, magnetodielectric filling up.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 114, No. 4, pp. 100-104

The excitation equation of the longitudinally irregular waveguide with a magnetodielectric filling up

A.A. Kurayev, V.V. Matveyenko, T.L. Popkova

Введение

Волноводы с магнитодиэлектрическим заполнением находят широкое применение в электронике, технике СВЧ, ускорительной технике [1–3]. Особый интерес представляет волноводы с нерегулярным заполнением [2, 3], поскольку в этом случае возможна оптимизация фазо-частотных характеристик волноводных структур. Однако к настоящему времени не существует строгой теории и методов расчета таких волноводов. В настоящей статье представлено строгое решение краевой задачи и задачи возбуждения волновода с произвольно нерегулярным вдоль оси волновода магнитодиэлектрическим заполнением.

Постановка задачи

Поставим задачу следующим образом. Требуется найти решение уравнений Максвелла для гармонического процесса с угловой частотой ω

$$\begin{cases} \operatorname{rot} \dot{\vec{H}} = j\omega \dot{\vec{\epsilon}}_a(z) \dot{\vec{E}} + \dot{\vec{\delta}} \\ \operatorname{rot} \dot{\vec{E}} = -j\omega \dot{\vec{\mu}}_a(z) \dot{\vec{H}} \end{cases} \quad (1)$$

при граничных условиях на контуре поперечного сечения волновода l :

$$\dot{E}_\tau(l) = 0, \quad \dot{H}_n(l) = 0. \quad (2)$$

Здесь $\dot{\vec{E}}$, $\dot{\vec{H}}$ соответственно электрическая и магнитная напряженности искомого

электромагнитного поля, $\dot{\vec{\delta}} = \vec{\delta}(\vec{r})e^{j\omega t}$ – плотность стороннего электрического тока источников; $\dot{\varepsilon}_a(z) = \varepsilon_0\dot{\varepsilon}(z)$ – абсолютное значение диэлектрической проницаемости заполнения волновода, ε_0 – диэлектрическая проницаемость пустоты, $\dot{\mu}_a(z) = \mu_0\dot{\mu}(z)$ – абсолютное значение магнитной проницаемости заполнения волновода, μ_0 – магнитная проницаемость пустоты, $\dot{E}_\tau(l)$ – касательная (тангенсальная) составляющая $\dot{\vec{E}}$ на контуре l , $\dot{H}_n(l)$ – нормальная составляющая $\dot{\vec{H}}$ на контуре l . Точки над величинами указывают на их комплексный характер. Координата z соответствует направлению оси волновода. Поперечные координаты (в общем случае криволинейные) обозначим q_1, q_2 .

Будем считать, что контур поперечного сечения волновода l не зависит от z и нерегулярность волновода обусловлена только зависимостями $\dot{\varepsilon}(z)$ и $\dot{\mu}_a(z)$.

Система базисных функций

В качестве базисных функций изберем «квазирегулярную» систему функций \dot{E}_s^e, \dot{H}_s^e вида [4–6]

$$\begin{aligned} \dot{E}_s^{e,m} &= \vec{E}_{0s}^{e,m}(q_1, q_2, z) e^{-j\int \dot{\Gamma}_s dz}, \\ \dot{H}_s^{e,m} &= \vec{H}_{0s}^{e,m}(q_1, q_2, z) e^{-j\int \dot{\Gamma}_s dz}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $\dot{\Gamma}_s = \sqrt{\dot{k}^2 - \kappa_s^2}$, $\dot{k} = \omega\sqrt{\dot{\varepsilon}_a(z)\dot{\mu}_a(z)} = \frac{\omega}{c}\sqrt{\dot{\varepsilon}(z)\dot{\mu}(z)}$, c – скорость света в пустоте, $c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0(z)\mu_0(z)}}$, κ_s – пояснено ниже.

Функции \dot{E}_s^e, \dot{H}_s^e удовлетворяют граничным условиям (2) в каждом сечении волновода $z = z'$ и являются решениями однородных уравнений (1) при $\dot{\vec{\delta}} = 0$ для регулярного волновода с однородным заполнением с $\dot{\varepsilon} = \dot{\varepsilon}(z')$ и $\dot{\mu} = \dot{\mu}(z')$. Система векторных функций (3) определяется следующим образом [4].

Введем «электрический» потенциал Герца $\dot{\Pi}_s^e = \dot{\Psi}_s^e(q_1, q_2) e^{-j\dot{\Gamma}_s z}$ и «магнитный» потенциал Герца $\dot{\Pi}_s^m = \dot{\Psi}_s^m(q_1, q_2) e^{-j\dot{\Gamma}_s z}$. Тогда в соответствии с [4] имеем

$$\begin{cases} \dot{E}_s^e = k^2(z') \vec{z}_0 \dot{\Pi}_s^e(z') - j\dot{\Gamma}_s(z') \text{grad} \dot{\Psi}_s^e(q_1, q_2) e^{-j\dot{\Gamma}_s z}, \\ \dot{H}_s^e = j\omega \dot{\varepsilon}_a(z') \text{rot}(\vec{z}_0 \dot{\Pi}_s^e), \\ \dot{H}_s^m = k^2(z') \vec{z}_0 \dot{\Pi}_s^m(z') - j\dot{\Gamma}_s(z') \text{grad} \dot{\Psi}_s^m(q_1, q_2) e^{-j\dot{\Gamma}_s z}, \\ \dot{E}_s^m = -j\omega \dot{\mu}_a(z') \text{rot}(\vec{z}_0 \dot{\Pi}_s^m). \end{cases} \quad (4)$$

В соответствии с [4] функции $\dot{\Psi}_s^{e,m}$ и значения $\kappa_s^{e,m}$ определяются двумерными краевыми задачами на поперечном сечении волновода S_1 с границей l :

$$\nabla^2 \Psi_s^{e,m} + \kappa_s^2 \Psi_s^{e,m} = 0, \quad (5)$$

$$\Psi_s^e(l) = 0, \quad (6)$$

$$\frac{\partial \Psi_s^m}{\partial \bar{n}}(l) = 0, \quad (7)$$

причем $\nabla^2 \Psi_s^{e,m} = \frac{1}{h_1 h_2} \left[\frac{\partial}{\partial q_1} \left(\frac{h_2}{h_1} \frac{\Psi_s^{e,m}}{\partial q_1} \right) + \frac{\partial}{\partial q_2} \left(\frac{h_1}{h_2} \frac{\Psi_s^{e,m}}{\partial q_2} \right) \right]$, где $h_1(q_1, q_2)$, $h_2(q_1, q_2)$ – метрические коэффициенты Ламе для криволинейных ортогональных координат q_1, q_2 .

$$\Gamma_s^2(z') = \left(\frac{\omega}{c} \right)^2 \dot{\epsilon}(z') \dot{\mu}(z') - \kappa_s^2.$$

Опустим далее для упрощения записи верхние индексы e, m – «электрические» и «магнитные» волны образуют общую систему.

Система функций $\begin{Bmatrix} \dot{\vec{E}}_s \\ \dot{\vec{H}}_s \end{Bmatrix}$ ортогональна в каждом сечении z' , как и любая система

собственных волн регулярного волновода, т. е.

$$J_{s,p} = \int_{S_\perp} \left\{ \left[\dot{\vec{E}}_s, \dot{\vec{H}}_p \right] - \left[\dot{\vec{E}}_p, \dot{\vec{H}}_s \right] \right\} \vec{z}_0 dS_\perp = \begin{cases} 0, & p \neq s \\ N_s, & p = s. \end{cases} \quad (8)$$

Поскольку, однако, $\Gamma_s = \Gamma(z) \neq \text{const}$, поля (4) не удовлетворяют однородным уравнениям Максвелла, и система уравнений для них имеет вид [5, 6]

$$\begin{cases} \text{rot } \dot{\vec{H}}_s = j\omega \dot{\epsilon}_a \dot{\vec{E}}_s + \dot{\vec{\Phi}}_s^e, \\ \text{rot } \dot{\vec{E}}_s = -j\omega \dot{\mu}_a \dot{\vec{H}}_s + \dot{\vec{\Phi}}_s^m, \end{cases}$$

$$\dot{\vec{\Phi}}_s^e = -e^{-j \int \Gamma_s dz} \frac{\partial}{\partial z} \left[\dot{\vec{H}}_{0s}, \vec{z}_0 \right],$$

$$\dot{\vec{\Phi}}_s^m = e^{-j \int \Gamma_s dz} \frac{\partial}{\partial z} \left[\dot{\vec{E}}_{0s}, \vec{z}_0 \right].$$

Таким образом, $\dot{\vec{\Phi}}_s^e, \dot{\vec{\Phi}}_s^m$ – чисто поперечные вектора, что существенно в последующем выводе уравнений возбуждения.

Уравнения возбуждения волновода

Разделим все вектора на поперечные и продольные и запишем разложения для поперечных составляющих $\dot{\vec{E}}_t, \dot{\vec{H}}_t$ в виде

$$\begin{aligned} \dot{\vec{E}}_t &= \sum_s \left(\dot{C}_s(z) \dot{\vec{E}}_{st} + \dot{C}_{-s}(z) \dot{\vec{E}}_{-st} \right), \\ \dot{\vec{H}}_t &= \sum_s \left(\dot{C}_s(z) \dot{\vec{H}}_{st} + \dot{C}_{-s}(z) \dot{\vec{H}}_{-st} \right). \end{aligned}$$

Тогда нетрудно показать, что разложение полного поля, удовлетворяющего (1), должно быть записано в следующей форме [5, 6] (при доказательстве используется тот факт, что $\dot{\vec{\Phi}}_s^e = \dot{\vec{\Phi}}_s^m = 0$):

$$\dot{\vec{E}} = \sum_s \left(\dot{C}_s(z) \dot{\vec{E}}_s + \dot{C}_{-s}(z) \dot{\vec{E}}_{-s} \right) - \frac{\dot{\delta}}{j\omega \dot{\epsilon}_a}, \quad (9)$$

$$\dot{\vec{H}} = \sum_s \left(\dot{C}_s(z) \dot{\vec{H}}_s + \dot{C}_{-s}(z) \dot{\vec{H}}_{-s} \right).$$

Для определения коэффициентов разложения воспользуемся леммой Лоренца для бесконечно малого объема $S_{\perp} dz$ в волноводе, предполагая, что $E(z)$, $H(z)$ и соответственно $\Gamma_s(z)$ – гладкие функции. В соответствии с леммой Лоренца для $dV = S_{\perp} dz$ можно записать

$$\frac{d}{dz} \int_{S_{\perp}} \left\{ \left[\dot{\vec{E}}_1, \dot{\vec{H}}_2 \right] - \left[\dot{\vec{E}}_2, \dot{\vec{H}}_1 \right] \right\} \vec{z}_0 dS_{\perp} = \int_{S_{\perp}} \left(\bar{\delta}_1^e \dot{\vec{E}}_2 - \bar{\delta}_2^e \dot{\vec{E}}_1 - \bar{\delta}_1^m \dot{\vec{H}}_2 + \bar{\delta}_2^m \dot{\vec{H}}_1 \right) dS. \quad (10)$$

Полагая в качестве $\dot{\vec{E}}_1$, $\dot{\vec{H}}_1$ поля (9) ($\delta_1^e = \delta$, $\delta_1^m = 0$), а в качестве $\dot{\vec{E}}_2$, $\dot{\vec{H}}_2$ поля $\dot{\vec{E}}_{\pm s}$, $\dot{\vec{H}}_{\pm s}$ ($\delta_2^e = \Phi_{\pm s}^e$, $\delta_2^m = \Phi_{\pm s}^m$) и с учетом условия ортогональности (8), из (10) получаем:

$$\frac{d}{dz} (\dot{C}_s N_s) = \int_{S_{\perp}} \bar{\delta} \dot{\vec{E}}_{-s} dS_{\perp} + \sum_p \dot{C}_p \gamma_{p,-s}, \quad (11)$$

$$\frac{d}{dz} (\dot{C}_{-s} N_{-s}) = \int_{S_{\perp}} \bar{\delta} \dot{\vec{E}}_s dS_{\perp} + \sum_p \dot{C}_p \gamma_{p,s}.$$

$$\text{Здесь } \gamma_{p,\pm s} = \gamma_{p,\pm s}^m - \gamma_{p,\pm s}^e, \quad \gamma_{p,\pm s}^e = \int_{S_{\perp}} \dot{\vec{E}}_p \dot{\Phi}_{\pm s}^e dS_{\perp}, \quad \gamma_{p,\pm s}^m = \int_{S_{\perp}} \dot{\vec{H}}_p \dot{\Phi}_{\pm s}^m dS_{\perp}.$$

Заключение

Система уравнений возбуждения (11) представляет собой общее решение поставленной задачи о возбуждении волновода с продольно-нерегулярным заполнением магнитодиэлектриком.

Список литературы.

1. Колесников П.М. Теория неоднородных светодиодов и резонаторов. Минск: Наука и техника, 1982. 296 с.
2. Иларионов Ю.А., Раевский С.Б., Сморгонский В.Я. Расчет гофрированных и частично заполненных волноводов М.: Сов. радио, 1980. 200 с.
3. Тараненко З.И., Трохименко Я.К. Замедляющие системы. Киев: Техніка, 1965. 301 с.
4. Кураев А.А., Попкова Т.Л., Синицын А.К. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Инфра-М, 2016. 424 с.
5. Кураев А.А. Мощные приборы СВЧ. Методы анализа и оптимизации параметров. М.: Радио и связь, 1986. 208 с.
6. Кураев А.А., Слепян Г.Я. К задаче оптимизации ЛБВ-О // Радиотехника и электроника. 1975. Т. XX, № 5. С.1019–1029.

References

1. Kolesnikov P.M. Teorija neodnorodnyh svetodiodov i rezonatorov. Minsk: Nauka i tehnika, 1982. 296 s. (in Russ.)
2. Ilarionov Ju.A., Raevskij S.B., Smorgonskij V.Ja. Raschet gofirovannyh i chastichno zapolnennyh volnovodov M.: Sov. radio, 1980. 200 s. (in Russ.)
3. Taranenko Z.I., Trohimenko Ja.K. Zamedljajushhie sistemy. Kiev: Technika, 1965. 301 s. (in Russ.)
4. Kuraev A.A., Popkova T.L., Sinicyn A.K. Jelektrodinamika i rasprostranenie radiovoln. M.: Infra-M, 2016. 424 s. (in Russ.)
5. Kuraev A.A. Moshhnye pribory SVCh. Metody analiza i optimizacii parametrov. M.: Radio i svjaz', 1986. 208 s. (in Russ.)
6. Kuraev A.A., Slepjan G.Ja. K zadache optimizacii LBV-O // Radiotekhnika i jelektronika. 1975. T. XX, № 5. S. 1019–1029. (in Russ.)

Сведения об авторах

Кураев А.А., д.ф.-м.н., профессор, профессор кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Матвеенко В.В., к.ф.-м.н., доцент, доцент кафедры вычислительных методов и программирования Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Попкова Т.Л., к.ф.-м.н., доцент, доцент кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровка, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293- 89-56;
e-mail: vladimir66@bsuir.by
Матвеенко Владимир Владимирович

Information about the authors

Kurayev A.A., D.Sci, professor, professor of information radiotechnologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics

Matveyenka V.V., PhD., associate professor, associate professor of computational methods and programming department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Popkova T.L., PhD., associate professor, associate professor of information radiotechnologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka, st., 6,
Belarusian state university of
informatics and radioelectronics
tel. +375-17-293- 89-56;
e-mail: vladimir66@bsuir.by
Matveyenka Vladimir Vladimirovich