ДОКЛАДЫ БГУИР

Выходит два раза в квартал

Научный журнал издается с января 2003 года

Главный редактор В.А. Богуш

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. Боднарь, 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, 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

Алефиренко В.М. Исследование и выбор программных средств компьютерной стеганографии для скрытия информации, передаваемой по открытым коммуникационным каналам 5

Кураев А.А., Матвеенко В.В., Попкова Т.Л. Алгоритм с сильной устойчивостью для решения краевых задач в теории нерегулярных волноводов 12

Козлов С.В. Выбор числа каналов обработки в средствах радиомониторинга на базе адаптивных многолучевых антенных решеток..... 18

Залесский В.Б., Конойко А.И., Кравченко В.М., Рещиков К.А. Преобразователь ИК излучения на базе микрорезонаторов Фабри–Перо 24

Смородин В.С., Прохоренко В.А. Применение интеллектуальных технологий при оптимизации структуры управляемых технологических систем..... 30

Бельский А.Я., Гусинский А.В., Зацепин Е.Н. Температурные свойства генераторных модулей СВЧ..... 36

Овсянников А.В., Козел В.М. Обобщенное неравенство Крамера–Рао для моментов плотности распределения ошибки оценивания 42

Костромицкий С.М., Шумский А.П., Давыденко И.Н. Параметрическая оптимизация двухканального автокомпенсатора мешающих излучений..... 49

Муравьев В.В., Мищенко В.Н. Моделирование процессов переноса электронов в полупроводниковой структуре на основе графена 55

Какора В.А., Гринкевич А.В. Комбинированный метод спектрального оценивания при получении сверхразрешения по частоте 63

Бойправ О.В., Неверов Н.А., Богуш Н.В., Лыньков Л.М. Экранирующие характеристики композиционных материалов на основе порошкообразного диоксида титана и гипса ... 71

Минченко Л.И., Сиротко С.И. К условиям регулярности в математическом программировании 76

Кушнир В.Н., Прищепа С.Л. Сверхпроводящая пленка во внешнем периодическом магнитном поле 81

Солодуха В.А., Пилипенко В.А., Горушко В.А. Режимы быстрой термообработки системы Pt-Si для формирования силицида платины..... 88

Невлюдов И.Ш., Гурин Д.В., Гурин В.Н., Хрусталев К.Л. Низкотемпературная плазма магнетронного разряда..... 93

Макейчик Е.Г., Королёв А.И., Конопелько В.К. Пороговое декодирование недвоичных самоортогональных сверточных кодов..... 101

Шарак Д.С., Липлянин А.Ю., Хижняк А.В. Комплексирование изображений в следящем координаторе целей головки самонаведения для повышения эффективности стрельбы зенитно-ракетного комплекса типа «Стрела-10М2» 108

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

Листопад Н.И., Пикуза М.О. Разработка средства для дистанционного обновления програмного обеспечения 116

Корректор Л.В. КОНДАКОВА
Компьютерный дизайн и верстка О.В. БОЙПРАВ

Подписано в печать 11.12.2018. Формат 60×84 ⅛. Бумага офсетная. Отпечатано на ризографе.
Усл. печ. л. 14,18. Уч.-изд. л. 12,2. Тираж 100 экз. Заказ 396.
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

Alefirenko V.M. Research and choice of computer steganography software for concealment of information transferred through open communication channels 5

Kurayev A.A., Matveyenko V.V., Popkova T.L. Strong stability algorithm for solving boundary problems in the irregular waveguide theory 12

Kozlov S.V. The choice of the number of processing channels in the radiomonitoring equipment on the basis of adaptive multibeam antenna arrays 18

Zalesski V.B., Konojko A.I., Kravchenko V.M., Reshikov C.A. Infrared radiation converter based on Fabry-Perot microresonators 24

Smorodin V.S., Prokhorenko V.A. Application of intellectual technologies for optimization of the structure of controlled technological systems..... 30

Belski A.Y., Gusinski A.V., Zatsepin E.N. Temperature properties of microwave generator modules 36

Ausiannikau A.V., Kozel V.M. Generalized Kramer–Rao inequality for the moments of distribution of estimation error..... 42

Kostromitski S.M., Shumski A.P., Davydzenka I.N. The optimal parameters of a two channel canseller of interfering emission..... 49

Murav'ev V.V., Mishchenka V.N. Simulation of the processes of the electrons transfer in the semiconductor structure based on graphene 55

Kakora V.A., Grinkevich A.V. Combined method of spectral estimation when receiving of superpermissions on frequency 63

Boiprav O.V., Neverov N.A., Bogush N.V., Lynkou L.M. Shielding characteristics of composite materials based on titanium dioxide and gypsum 71

Minchenko L.I., Sirotko S.I. On constraint qualifications in mathematical programming 76

Solodukha V.A., Pilipenko V.A., Gorushko V.A. Rapid thermal treatment modes of the Pt-Si system for formation of platinum silicide 81

Kushnir V.N., Prischepa S.L. Superconducting film in the external periodic magnetic field 88

Nevliudov I.Sh., Gurin D.V., Gurin V.N., Khrustalev K.L. Low-temperature plasma magnetron discharge 93

Makeichik E.G., Korolev A.I., Kanapelka V.K. Threshold decoding of hospitals self-original conventional codes 101

Sharak D.S., Liplianin A.Yu., Khizhniak A.V. Image complexation in the following coordinator of homing head to improve shooting efficiency of anti-aircraft missile system type «Strela-10M2» 108

SHORT NOTES

Listopad N.I., Pikuza M.O. Development of the mean for remote software update 116

УДК 004.056

ИССЛЕДОВАНИЕ И ВЫБОР ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ КОМПЬЮТЕРНОЙ СТЕГАНОГРАФИИ ДЛЯ СКРЫТИЯ ИНФОРМАЦИИ, ПЕРЕДАВАЕМОЙ ПО ОТКРЫТЫМ КОММУНИКАЦИОННЫМ КАНАЛАМ

В.М. АЛЕФИРЕНКО

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 6 февраля 2018

Аннотация. Предложены критерии для сравнительного анализа программных средств компьютерной стеганографии. Проведено обоснование и выбор программных средств для исследований. Проведены экспериментальные исследования выбранных программных средств по предложенным критериям, и на основании анализа полученных результатов определено наиболее эффективное программное средство компьютерной стеганографии для скрытия информации.

Ключевые слова: защита информации, программное средство, компьютерная стеганография, выбор программных средств.

Abstract. Criteria for comparative analysis of a computer steganography software are offered. Substantiation and choice of software for researches are carried out. Pilot studies of the chosen software by the offered criteria are conducted and on the basis of the obtained results analysis of the most effective software of a computer steganography for concealment of information is defined.

Keywords: information security, software, computer steganography, software choice.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 118, No. 8, pp. 5-11
Research and choice of computer steganography software
for concealment of information transferred through open communication channels
V.M. Alefirenko

Введение

В открытых коммуникационных каналах, таких как проводной телефон, сотовый телефон, радиотелефон, радиостанция, сеть Интернет, для скрытия передаваемой информации могут использоваться такие традиционные методы, как кодирование, скремблирование и шифрование информации. С появлением компьютерных технологий появилась возможность использования стеганографических методов скрытия информации, получивших название методов компьютерной стеганографии, которые базируются на двух основных принципах [1]. Первый принцип заключается в том, что файлы, представляющие собой оцифрованное изображение или звук, могут быть видоизменены до определенной степени без потери их функциональности. Второй принцип заключается в том, что органы чувств человека имеют ограниченные разрешающие характеристики (дифференциальные пороги различения) и не способны различать незначительные изменения в цвете изображения или качестве звука. Эти принципы особенно хорошо реализуются для файлов изображения или звука, которые несут некоторую избыточную информацию.

Существует большое число различных методов, реализующих принципы компьютерной стеганографии, для которых разработаны соответствующие программные

средства. Каждое программное средство характеризуется рядом количественных и качественных параметров, на основании которых пользователь выбирает его для решения своей задачи по скрытию информации. Состав, количество и численные значения этих параметров у каждого программного средства может быть свой. Поэтому выбор программного средства, которое эффективно может решить поставленную задачу по скрытию конкретного вида информации, представляет для пользователя определенные трудности. Немаловажным фактором является и правильный выбор контейнера, используемого для скрытия информации и подходящего по своим параметрам для выбранного программного средства.

Решение проблемы

На сегодняшний день для скрытия информации используется достаточно большое количество различных программных средств. Как показал обзор, количество таких программных средств превышает два десятка [2]. В большинстве случаев эти программные средства позволяют скрывать секретную информацию в графических, звуковых и видеофайлах. Многие из них являются бесплатными или условно бесплатными. Каждое имеет свои функциональные возможности, а также преимущества и недостатки в отношении скрытия того или иного вида информации. Однако для того, чтобы провести исследования их эффективности по скрытию информации, необходимо выбрать некоторое ограниченное число программных средств.

Вначале необходимо провести предварительный анализ имеющихся программных средств компьютерной стеганографии. Так как в большинстве случаев для скрытия информации используются стеганографические программы, работающие под управлением операционной системы Windows, то программы, работающие под управлением операционных систем «MS-DOS», «UNIX» и «Linux», в дальнейшем рассматриваться не будут.

Из остальных оставшихся программ для дальнейшего анализа были выбраны следующие: Steganos, Steganos for Windows, StegoWAV, MP3Stego, SecurEngine, InvisibleSecrets 2002, Masker, OpenStego, Hide4PGP, SteganographyTools 4, S-tools, DarkCryptTC.

Для дальнейшего выбора программных средств необходимо выбрать ряд параметров, по которым будут сравниваться оставшиеся программы. Как показал анализ выбранных программных средств, они характеризуются достаточно большим количеством различных параметров, влияющих на эффективность их использования. Эти параметры могут быть как количественными, так и качественными. К количественным параметрам относятся размер встраиваемого сообщения, количество алгоритмов шифрования, количество используемых форматов и др., а к качественным – возможность сжатия информации, виды используемых форматов, возможность шифрования информации и др. Количественные параметры, выраженные числовыми значениями, достаточно легко поддаются сравнению, и их можно использовать напрямую, применив, например, метод парных сравнений. Что касается качественных параметров, то при их сравнении возникают определенные трудности. Например, при равенстве количества видов форматов, используемых в нескольких программных средствах, одни из них могут иметь более широкое распространение, чем другие, что является положительным фактором. Но для более распространенных видов форматов, как правило, существует и более широкий набор различных программных средств, используемых для их стегоанализа, что является отрицательным фактором.

На основании проведенного анализа количественных и качественных параметров рассмотренных выше программных средств компьютерной стеганографии для исследования эффективности скрытия графической информации можно рекомендовать следующие параметры (критерии) их выбора:

– количество используемых графических форматов;

– возможность шифрования данных и количество алгоритмов шифрования;

– размер встраиваемого сообщения, который характеризуется отношением объема встраиваемого сообщения к объему контейнера;

– возможность сжатия информации, которая характеризует устойчивость заполненного контейнера к модификации;

– скрытность или стойкость к стегоанализу, которая связана с количественными или качественными изменениями (искажениями), вносимыми в контейнер при встраивании сообщения;

– возможность скрытия нескольких сообщений в одном контейнере.

Проведенный анализ оставшихся программных средств показал, что такие программы, как Steganos, Steganos for Windows, StegoWAV, MP3stego, SecurEngine, InvisibleSecrets 2002, Hide44PGP, SteganographyTools 4 и S-tools не подходят по предложенным критериям: одни из них имеют малое количество форматов или используют устаревшие форматы, другие имеют малый размер встраиваемого сообщения или у них отсутствует возможность шифрования информации. В итоге для дальнейших исследований были выбраны три программы – Masker, OpenStego и DarkCryptTC, которые подходят по всем предложенным критериям.

Большое влияние на надежность используемой стегосистемы и возможность обнаружения факта передачи скрытой информации оказывает выбор контейнера. От вида контейнера зависит не только объем скрываемого сообщения, но и его устойчивость к различным методам стегоанализа. Выбор контейнера должен проводиться с учетом используемого метода внедрения в него скрываемой информации. Также должен учитываться и факт существования методов анализа, позволяющих обнаружить скрываемую информацию [3].

Для проводимых исследований выбор контейнера был осуществлен для скрытия информации методом замены младших бит (LSB-метод), на основе которого и реализовано большинство программных средств компьютерной стеганографии. Учитывалась также возможность предварительного визуального стегоанализа контейнера, как первичного этапа анализа на наличие в нем скрытой информации.

При выборе контейнеров использовались следующие критерии:

– отказ от общеизвестных изображений в качестве контейнера, например, картины различных художников;

– отказ от использования изображений, которые конвертированы из *JPEG*-формата в *BMP*-формат;

– использование изображений, полученных с помощью фотокамеры или сканера;

– большой размер контейнера;

– наличие зашумленности контейнера;

– отсутствие полезной составляющей на младших битовых разрядах изображения;

– отсутствие плавных тоновых переходов и монотонных областей;

– наличие большого количества перепадов яркости;

– многоцветность;

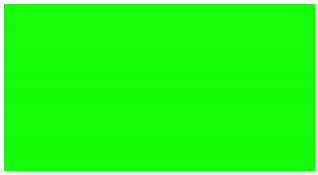
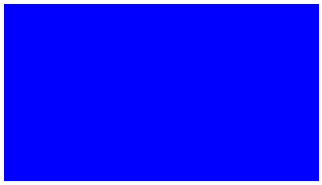
– наличие большого количества пикселей, у которых оттенки цветов плохо различаются зрительным анализатором человека.

Эти критерии в достаточной степени учитывают все особенности, которые необходимо принимать во внимание при выборе стегоконтейнера, устойчивого к визуальному стегоанализу и в котором для скрытия информации используется метод замены младших бит [4].

Так как в большинстве случаев обычно используются самые популярные форматы изображений, такие как jpeg, bmp, то в качестве контейнеров были выбраны изображения в форматах jpeg и bmp с глубиной цвета 24 бит. Чем больше размер изображения, тем сложнее обнаружить искажения. В итоге для проведения экспериментальных исследований в качестве контейнеров были выбраны картинки зеленого, красного, синего цвета и их сочетания, создающие полихромное изображение с последовательным плавным переходом цветов,

а также полихромные фотографии, которые представлены в табл. 1. В качестве скрываемой информации использовался аудиофайл с расширением wav и размером 55 кБ.

Таблица 1. **Виды контейнеров и их характеристики**

Изображение	Расширение	Размер файла, кБ	Размер, пикселей	Глубина цвета, бит
 Зеленый	jpeg	69	1920×1080	24
Красный	jpeg	32,5	1920×1080	24
 Синий	jpeg	185	1920×1080	24
RGB	jpeg	415	1200×941	24
Тигр	jpeg	85	800×615	24
Город	bmp	5930	610×460	24

Результаты и их обсуждение

Результаты экспериментальных исследований выбранных программных средств стеганографии представлены в табл. 2 и 3 (для программы DarkCryptTC).

Анализ полученных результатов исследований показывает:

– файлы одинаковых стегоконтейнеров для различных программ имеют разный размер, что обусловлено различной степенью сжатия исследуемых программ;

– как видно визуально, для всех программ зрительные отличия между контейнерами и стегоконтейнерами не наблюдались;

– программа OpenStego в меньшей степени подходит для скрытия информации, так как имеет худшие характеристики по сравнению с другими программами; кроме того, значительным минусом является то, что вне зависимости от формата исходного изображения (файла-контейнера), программа OpenStego сохраняет результат только в формате PNG;

– программа Masker хотя и имеет лучшие характеристики по сравнению с программой OpenStego и даже ряд дополнительных возможностей (возможность скрывать любые файлы и целые папки; шифрует и сжимает скрытые файлы; имеет защиту от посторонних пользователей), но тем не менее уступает программе DarkCryptTC;

– программа DarkCryptTC имеет лучшие на данный момент характеристики, а также более широкие дополнительные возможности, такие как:

– поддержка асимметричного шифрования RSA/Elgamal/ECC с использованием пары «публичный – секретный ключ»;

– поддержка шифрования одного файла в XDC и группы файлов/каталогов в Tar.XDC;

– возможность хранения информации о методе шифрования в заголовке файла;

– возможность хранения ключа шифрования в самом текстовом файле;

– определение шифрованного файла по содержимому;

– работа с фиксированным ключом шифрования и дешифрования;

– удобная и простая настройка параметров шифрования для каждого файла;

– встроенный генератор ключевых текстовых файлов произвольной длины ключа;

– возможность добавления комментария в архив;

– опциональная возможность использования мощной BWT компрессии алгоритмом ABC;

– повышение безопасности путем отключения подсчета контрольной суммы исходного файла и др.

Таким образом, по результатам проведенных экспериментальных исследований можно сделать заключение, что среди рассмотренных программ компьютерной стеганографии программа DarkCryptTC является наиболее эффективной для скрытия информации.

Таблица 2. **Результаты экспериментальных исследований программ стеганографии**

Параметры (критерии)	Программы стеганографии		
	Masker	OpenStego	DarkCryptTC
Количество форматов	12	6	12
Количество алгоритмов шифрования	7	1	40
Размер встраиваемого сообщения для графических/звуковых форматов, %	10/6,5	10/–	10/8
Возможность сжатия информации	+	+	+
Стеганографическая стойкость/скрытность	–	–	+
Возможность скрытия нескольких сообщений в одном контейнере	+	+	+

Таблица 3. **Результаты экспериментальных исследований программы DarkCryptTC**

DarkCryptTC		Размер контейнера, кБ	Размер стегоконтейнера, кБ
Контейнер	Стегоконтейнер		
Зеленый	Зеленый	69	310
Красный	Красный	32,5	219
Синий	Синий	185	600
RGB	RGB	415	1175
Тигр	Тигр	85	392
Город	Город	5930	14963

Заключение

Сравнительный анализ программных средств компьютерной стеганографии, проведенный по предложенным критериям, показал, что наибольшими возможностями по скрытию информации обладает программа DarkCryptTC. В качестве критериев были выбраны: количество используемых графических форматов; возможность и количество алгоритмов шифрования; размер встраиваемого сообщения; устойчивость заполненного контейнера к модификации (сжатию); скрытность или стойкость к стегоанализу; возможность скрытия нескольких сообщений в одном контейнере. Проведено обоснование выбора контейнеров для скрытия информации, в качестве которых выбраны картинки зеленого, красного, синего цвета и их сочетания, создающие полихромное изображение с последовательным плавным переходом цветов, а также полихромные фотографии.

Список литературы

1. Грибунин В.Г., Оков И.Н., Туринцев И.В. Цифровая стеганография. М.: Солон-Пресс, 2002. 272 с.
2. Савостьянчик В.В., Алефиренко В.М. Выбор программных средств компьютерной стеганографии для исследования эффективности скрытия графической информации // Science Time. 2017. № 11 (47). С. 37–42.
3. Основы компьютерной стеганографии / А.В. Аграновский [и др.]. М.: Радио и связь, 2003. 152 с.
4. Алиев А.Т., Балакин А.В., Колпаков Н.И. Основы построения стеганографической защиты мультимедиа-информации. Ростов-на-Дону: Изд-во СКНЦ ВШ, 2006. 204 с.

References

1. Gribunin V.G., Okov I.N., Turincev I.V. Cifrovaja steganografija. M.: Solon-Press, 2002. 272 s. (in Russ.)
2. Savost'janchik V.V., Alefirenko V.M. Vybor programmnyh sredstv komp'juternoj steganografii dlja issledovanija jeffektivnosti skrytija graficheskoj informacii // Science Time. 2017. № 11 (47). S. 37–42. (in Russ.)
3. Osnovy komp'juternoj steganografii / A.B. Agranovskij [i dr.]. M.: Radio i svjaz', 2003. 152 s. (in Russ.)
4. Aliev A.T., Balakin A.B., Kolpakov N.I. Osnovy postroenija steganograficheskoj zashhity mul'timedia-informacii. Rostov-na-Donu: Izd-vo SKNC VSh, 2006. 204 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

Алефиренко В.М., к.т.н., доцент, доцент кафедры проектирования информационно-компьютерных средств 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. +375-17-293-88-38;
e-mail: alefirenko@bsuir.by
Алефиренко Виктор Михайлович

Information about the authors

Alefirenko V.M., PhD, associate professor, associate professor of the information computer hardware design department of the 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: alefirenko@bsuir.by
Alefirenko Viktor Mihajlovitch

УДК 519.63/537.87

АЛГОРИТМ С СИЛЬНОЙ УСТОЙЧИВОСТЬЮ ДЛЯ РЕШЕНИЯ КРАЕВЫХ ЗАДАЧ В ТЕОРИИ НЕРЕГУЛЯРНЫХ ВОЛНОВОДОВ

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

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 19 февраля 2018

Аннотация. Предложен конечношаговый алгоритм с сильной устойчивостью для решения некорректных двухточечных краевых задач для обыкновенных дифференциальных уравнений, возникающих в теории нерегулярных волноводов.

Ключевые слова. обыкновенные дифференциальные уравнения, двухточечная краевая задача, сильно устойчивые конечноразностные алгоритмы.

Abstract. It's proposed a finite-step algorithm with strong stability for solving incorrectly formulated two-point boundary problems for ordinary differential equations arising in the irregular waveguide theory.

Keywords. ordinary differential equations, two-point boundary problem, strong stability finite-difference algorithms.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 118, No. 8, pp. 12-17
Strong stability algorithm for solving boundary problems in the irregular waveguide theory
A.A. Kurayev, V.V. Matveyenko, T.L. Popkova

Введение

В теории нерегулярных волноводов искомые поля $\vec{E}$ и $\vec{H}$ или потенциалы $\vec{A}$, $\vec{\Pi}^{e,m}$ представляются в виде разложений в полной системе векторных собственных функций вспомогательной поперечной краевой задачи. Для коэффициентов – функций разложения (амплитуд связанных волн) при этом получается двухточечная краевая задача для системы линейных обыкновенных дифференциальных уравнений (ОДУ) с переменными коэффициентами. Эта задача при наличии закритических участков в волноводе является некорректной, и все имеющиеся в среде MATLAB конечношаговые методы (как показано в статье) расходятся. Это требует создания сильно устойчивого метода решения ОДУ указанного типа. Один из таких методов предложен в статье. Его эффективность продемонстрирована на тестовой задаче распространения H_{01} волны в нерегулярном волноводе с закритическими участками.

Тестовая задача: распространение H_{01}-волны в продольно-нерегулярном волноводе с круговым сечением

Воспользуемся теорией, развитой в [1], для случая распространения азимутально-симметричных H_{0i}-волн в продольно-нерегулярном волноводе с круговым сечением и переменным внутренним радиусом $b(z)$. В соответствии с этой теорией компоненты $\vec{E}$ и $\vec{H}$ таких волн определяются через векторный потенциал $\vec{A} = \varphi_0 A_\varphi$ следующим образом:

$\vec{E} = -\varphi_0 \dfrac{\partial A_\varphi}{\partial t}$, $\vec{H} = \dfrac{1}{\mu_0}\mathrm{rot}\left(\varphi_0 A_\varphi\right)$, где для установившегося периодического во времени процесса

$$A_\varphi = \mathrm{Re}\sum_m \sum_s \dot{a}_{sm}(z)\phi_s(r,z)e^{jm\omega t}, \tag{1}$$

$\phi_s(r,z) = J_1\left(\mu_s \dfrac{r}{b(z)}\right)$, $J_1(x)$ – функция Бесселя 1-го рода, 1-го порядка, μ_s – корень производной $J_1'(x)$: $J_1'(x) = 0$, s – номер корня.

Коэффициенты разложения в (1) определяются следующей системой обыкновенных ОДУ:

$$\frac{d^2\dot{a}_{pm}}{dz^2} + h^2{}_{pm}\dot{a}_{pm} + \sum_s \left\{ Q_{sp}\dot{a}_{sm} + P_{sp}\frac{d\dot{a}_{sm}}{dz} \right\} = 0, \tag{2}$$

где $Q_{sp} = \dfrac{1}{e_p}\int\limits_{s_\perp} \dfrac{\partial^2\phi_s}{\partial z^2}\phi_p ds_\perp$, $P_{sp} = \dfrac{2}{e_p}\int\limits_{s_\perp} \dfrac{\partial\phi_s}{\partial z}\phi_p ds_\perp$, $e_p = \int\limits_{s_\perp} \phi_p^2 ds_\perp$, $p = 1,2,3\ldots$.

Система (2) определяет амплитуды $\dot{a}_{pm}$ связанных волн в нерегулярном волноводе. Для полного представления поля в (1) следует (при больших $\dfrac{\partial b}{\partial z}$ и $\dfrac{\partial^2 b}{\partial z^2}$) учитывать 3 – 8 закритических волн, связанных с H_{01}, как это показывают тестовые расчеты.

Для демонстрации свойств предложенного алгоритма, однако, решение такой громоздкой задачи представляется нецелесообразным. Поэтому, как и в [1], будем пренебрегать взаимодействием мод и положим: $p = 1$, $Q_{s1} = P_{s1} = 0$. Таким образом, данный пример приобретает в определенной степени методический характер. Теперь система (2) редуцируется к одному уравнению вида

$$\frac{d^2\dot{a}}{dz^2} + \left(h^2 + Q\right)\dot{a} + P\frac{d\dot{a}}{dz} = 0. \tag{3}$$

Здесь

$$Q_{sp} = \frac{1}{e_1}\int\limits_{s_\perp} \frac{\partial^2\phi}{\partial z^2}\phi ds_\perp,\ P_{sp} = \frac{2}{e_1}\int\limits_{s_\perp} \frac{\partial\phi}{\partial z}\phi ds_\perp,\ e_1 = \int\limits_{s_\perp} \phi^2 ds_\perp = \pi b^2 J_2^0\left(\mu_{01}\right),\ h^2 = k^2 - \left(\frac{\mu_{01}}{b}\right)^2.$$

Для приведения (3) к виду уравнений «четного» типа воспользуемся, как и в [1], следующей заменой переменных:

$$\dot{a} = \dot{C}/\left(j\omega g\right),\quad g = b(z)/b_{кр},\quad b_{кр} = \frac{\mu_{01}}{k},\quad T = kz = \frac{\omega}{c}z. \tag{4}$$

Тогда получаем следующее уравнение относительно $\dot{C}$:

$$\frac{d^2\dot{C}}{dT^2} + \bar{Q}(T)\dot{C} = 0. \tag{5}$$

Здесь $\bar{Q}(T) = 1 - \left(\dfrac{1}{g(T)}\right)^2 - \dfrac{\mu_{01}^2}{3g^2}\left(\dfrac{dg}{dT}\right)^2$.

Зададим $g(T)$ в виде $g(T) = 1 + \Delta + H\sin^2\left(a_1\dfrac{T}{L_0} + a_3\dfrac{T^3}{L_0^3} + a_5\dfrac{T^5}{L_0^5}\right)$, $0 \le T \le L_0$, причем L_0 выберем так, что $\dfrac{dg}{dT}\left(L_0\right) = 0$, ($a_1$, a_3, a_5 – постоянные коэффициенты). Тогда граничные условия к (5) в случае согласования концов волноводной секции при $T = 0$, L_0 будут иметь вид:

$$\frac{d\dot{C}}{dT}(0) = j\frac{h(0)}{k}\dot{C}(0) + A_0,$$
$$\dot{C}(0) = B + jD. \tag{6}$$

Можно положить $A_0 = 1$ (нормированный входной сигнал). Величины B и D необходимо выбирать из условий отражения и отсутствия сигнала справа:

$$\frac{d\dot{C}}{dT}(L_0) = -j\frac{h(L_0)}{k}\dot{C}(L_0). \tag{7}$$

Задача (6), (7) относится к некорректным: малая ошибка в определении $\dot{B}$ и $\dot{D}$ приводит к развалу решения.

Алгоритм с сильной устойчивостью для решения краевой задачи для ОДУ второго порядка

Термин «сильно устойчивый алгоритм» заимствован из [2]. В монографии [2] приведен алгоритм указанного типа для решения ОДУ первого порядка вида

$$\frac{df}{dT} - P(T)\,f = F(T). \tag{8}$$

В соответствии с предложенным в [2] алгоритмом функция f на промежутке T_{m-1}–T_m вычисляется как $f = \frac{f_{m+1} + f_m}{2}$, а производная $f = \frac{f_{m+1} - f_m}{\Delta T}$, ΔT – шаг по аргументу T.

При этом реализуется алгоритм

$$f_{m+1} = \frac{f_m \cdot \left(\frac{1}{\Delta T} + \frac{P_m}{2}\right)}{\frac{1}{\Delta T} - \frac{P_m}{2}}. \tag{9}$$

Здесь f_m, P_m – вычисленные значения соответствующих функций на m-шаге. Заметим, что при $P(T) = P_0 = \text{const}$ и $F = 0$ решение является экспонентой, а формула (9) – конечно-разностное выражение экспоненты. Разовьем предложенную в [2] методику для уравнений второго порядка вида

$$\frac{d^2 f}{dT^2} + P(T)\frac{df}{dT} + Q(T)\,f = 0. \tag{10}$$

Представим $f = \frac{f_{m+1} + f_m}{2}$, $\frac{df}{dT} = \left(\frac{f_{m+1} - f_m}{\Delta T}\right)k_1$, $\frac{d^2 f}{dT^2} = \left(\frac{f_{m+1} - f_m}{\Delta T^2}\right) - \left(\frac{f_m - f_{m-1}}{\Delta T^2}\right)$, тогда получим следующий конечношаговый алгоритм решения:

$$f_{m+1} = \frac{f_m\left[k_1\left(\frac{1}{\Delta T^2} + \frac{P_m}{\Delta T}\right)\right] - \frac{Q_m}{2}f_m + \frac{(f_m - f_{m-1})}{\Delta T^2}}{\left(k_1\left[\frac{1}{\Delta T^2} + \frac{P_m}{\Delta T}\right] + \frac{Q_m}{2}\right)}k_2.$$

В случае когда в (10) $P(T) = 0$, полученный алгоритм редуцируется к следующему виду:

$$f_{m+1} = \frac{f_m \cdot \frac{k_1}{\Delta T^2} - Q_m f_m + \frac{(f_m - f_{m-1})}{\Delta T^2}}{\left(\frac{k_1}{\Delta T^2} + \frac{Q_m}{2}\right)}k_2. \tag{11}$$

Здесь k_1 – коэффициент, уточняющий положение рассчитываемой $\frac{df}{dT}$ на отрезке $[T_m, T_{m+1}]$, k_2 – стабилизирующий коэффициент [3]. Они подбираются для конкретной решаемой задачи.

Алгоритм (11) удовлетворяет понятию «сильно устойчивого» и может быть использован для решения некорректных задач типа (6), (7).

Решение краевой задачи (6), (7)

Предварительное решение задачи (6), (7) для определения начальных значений $\dot{B}$, $\dot{D}$, при которых удовлетворяются условия (7), проводилось с использованием аппарата T-функций [4, 6]. При известных $\dot{B}$, $\dot{D}$ решаемая задача становилась задачей Коши в форме (6). Решение этой задачи проводилось с использованием семи стандартных алгоритмов из Matlab: ode45, ode23, ode113, ode23tb, ode15s, ode23s, ode23t и предложенного в статье алгоритма в форме (11).

Вариант 1. L_0=8π; A_0=1; $\dot{B} = 143{,}8$; $\dot{D} = 0{,}375$, $\frac{h(0)}{k} = -0{,}526j$, $\Delta = -0{,}115$, $H = 0{,}55$, $a_1 = 5{,}5\pi$, $a_2 = 0$, $a_3 = 0$. На рис. 1 приведены профиль гофра (шкала справа) и расчет $C(T) = \left|\dot{C}(T)\right|$ с использованием стандартных алгоритмов (все они дают почти совпадающие результаты). Как видно из графика $C(T)$, решение расходится: волновод закритический, $C(T)$ должно убывать, а в расчете оно, наоборот, возрастает в десятки раз, т. е. не отвечает физическому содержанию задачи. На рис. 2 представлены решения той же задачи на основе T-функций и предложенного алгоритма (11) при $k_1 = 1{,}05$; $k_2 = 0{,}999875$. Теперь полученные решения адекватны решаемой задаче: H_{01} в гофрированном закритическом для этой волны волноводе затухает. Незначительное расхождение данных расчетов с использованием T-функций и алгоритма (11) объяснимо тем, что тот и другой расчет приближенные.

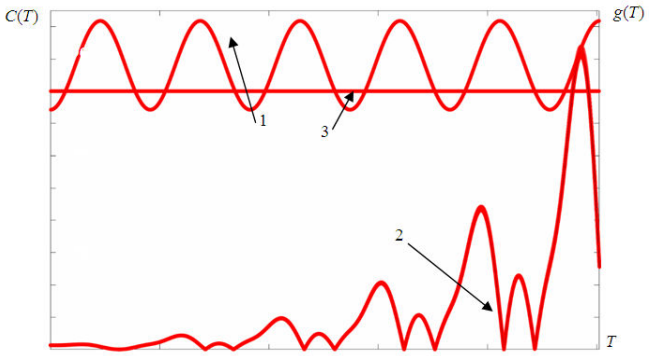


Рис. 1. Расчет амплитуды поля $C(T)$ стандартными методами для варианта 1:
1 – профиль волновода $g(T)$; 2 – $C(T)$; 3 – $g_{кр}$

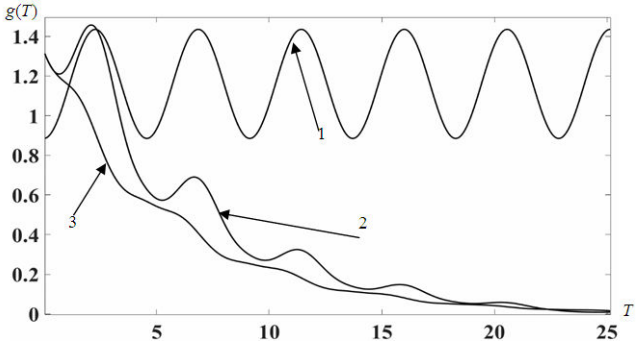


Рис. 2. Расчет амплитуды поля H_{01} $C(T)$ методами T-функций и предложенным алгоритмом для варианта 1:
1 – профиль волновода $g(T)$; 2 – $C(T)$ – T-функций; 3 – $C(T)$ по предложенному методу

Вариант 2. $L_0 = 15\pi$; $A_0 = 1$; $\dot{B} = -1$; $\dot{D} = -0{,}0017$, $\dfrac{h(0)}{k} = -0{,}328j$, $\Delta = -0{,}05$, $H = 0{,}22$, $a_1 = 15\pi$, $a_2 = 0$, $a_3 = 0$. Рис. 3 иллюстрирует результаты расчета $C(T)$ стандартными алгоритмами из Matlab. Как и в предыдущем варианте, решение очевидным образом расходится: $C(T)$ вместо уменьшения возрастает в десятки тысяч раз. На рис. 4 приведены решения задачи, полученные с использованием T-функций и предложенного алгоритма (11) при $k_1 = 1{,}07$; $k_2 = 0{,}99987$. Решения практически совпадают и отвечают физическому содержанию задачи.

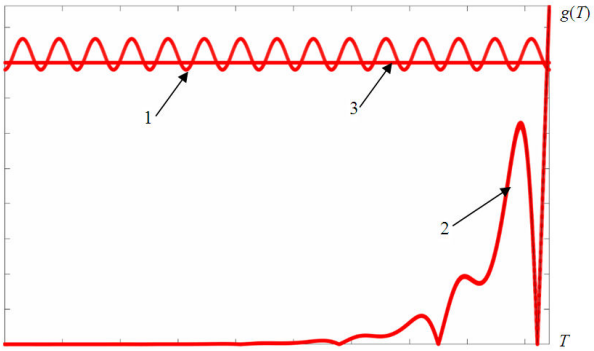


Рис. 3. Расчет амплитуды поля $C(T)$ стандартными методами для варианта 2:
1 – профиль волновода $g(T)$; 2 – $C(T)$; 3 – $g_{кр}$

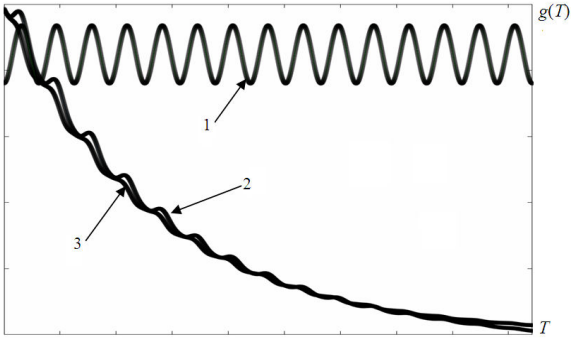


Рис. 4. Расчет амплитуды поля H_{01} C (T) методами T-функций и предложенным алгоритмом для варианта 2: 1 – профиль волновода $g(T)$; 2 – $C(T)$ – T-функций; 3 – $C(T)$ по предложенному методу

Заключение

Приведенные материалы позволяют утверждать, что предложенный алгоритм вида (11) с сильной устойчивостью может быть использован для решения некорректных задач в теории нерегулярных волноводов. Используемая методика построения алгоритма может быть использована и для решения систем ОДУ как первого, второго, так и высших порядков.

Список литературы

1. Кураев А.А., Ковалев И.С., Колосов С.В. Численные методы оптимизации в задачах электроники СВЧ. Минск: Наука и техника, 1975. 296 с.
2. Самарский А.А., Вабищевич П.Н., Матус П.П. Разностные схемы с операторными множителями. Минск, 1998. 442 с.
3. Kurayev A.A., Matveyenko V.V., Popkova T.L. Algorithms with Stabilizing Coefficients for Solving Poorly Determined Radiophisics Problems // Radiofizika i elektronika. 2016. Vol. 7, № 3. P. 5–10.
4. Кураев А.А., Попкова Т.Л., Яроменок С.И. Аппарат T-функций для решения двухточечных краевых задач в теории нерегулярных волноводов // Радиотехника. 2004. № 9. С. 34–39.
5. Кураев А.А., Попкова Т.Л., Яроменок С.И. T-функции для четных численно-аналитических методов решения краевых задач электродинамики // Вести НАН Беларуси. 2005. № 2. С. 60–68.
6. Кураев А.А., Попкова Т.Л., Синицын А.К. Электродинамика и распространение радиоволн. М., 2016. 424 с.

References

1. Kuraev A.A., Kovalev I.S., Kolosov S.V. Chislennye metody optimizacii v zadachah jelektroniki SVCh. Minsk: Nauka i tehnika, 1975. 296 s. (in Russ.)
2. Samarskij A.A., Vabishhevich P.N., Matus P.P. Raznostnye shemy s operatornymi mnozhiteljami. Minsk, 1998. 442 s. (in Russ.)
3. Kurayev A.A., Matveyenko V.V., Popkova T.L. Algorithms with Stabilizing Coefficients for Solving Poorly Determined Radiophisics Problems // Radiofizika i elektronika. 2016. Vol. 7, № 3. P. 5–10.
4. Kuraev A.A., Popkova T.L., Jaromenok S.I. Apparat T-funkcij dlja reshenija dvuhtochechnyh kraevyh zadach v teorii nereguljarnyh volnovodov // Radiotehnika. 2004. № 9. S. 34–39. (in Russ.)
5. Kuraev A.A., Popkova T.L., Jaromenok S.I. T-funkcii dlja chetnyh chislenno-analiticheskih metodov reshenija kraevyh zadach jelektrodinamiki // Vesti NAN Belarusi. 2005. № 2. S. 60–68. (in Russ.)
6. Kuraev A.A., Popkova T.L., Sinicyn A.K. Jelektrodinamika i rasprostranenie radiovoln. M., 2016. 424 s. (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. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293- 89-56;
e-mail: vladzimir66@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: vladzimir66@bsuir.by
Matveyenka Vladimir Vladimirovich

УДК 621.396

ВЫБОР ЧИСЛА КАНАЛОВ ОБРАБОТКИ В СРЕДСТВАХ РАДИОМОНИТОРИНГА НА БАЗЕ АДАПТИВНЫХ МНОГОЛУЧЕВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

С.В. КОЗЛОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 19 февраля 2018

Аннотация. С использованием математического моделирования исследованы угло-частотные характеристики лучей и точность пеленгования полезных сигналов в адаптивных многолучевых антенных решетках (АМЛАР) с пространственной компенсацией помех и суммарно-разностной обработкой. Показано, что требуемое число формируемых пространственных каналов для АМЛАР примерно в два раза больше, чем в МЛАР без адаптивной обработки. Установлен характер зависимости смещения максимума суммарного и нуля разностного канала луча от отклонения частоты принимаемого сигнала от опорной, для которой сформированы векторы весовых коэффициентов при пространственной компенсации помех и цифровом диаграммообразовании. Показано, что широкополосность АМЛАР фактически ограничивается величиной отклонения частоты, при которой происходят существенные изменения амплитудной диаграммы направленности приемных элементов.

Ключевые слова: адаптированная диаграмма направленности, алгоритм Фроста, многолучевая антенная решетка, пеленгование, широкополосность.

Abstract. Using mathematical modeling the angle-frequency characteristics of the beams and the accuracy of direction finding of the useful signal in an adaptive multibeam antenna arrays (AMLAR) with spatial compensation of noise and sum-difference processing are investigated. It's shown that the required number of generated spatial channels for AMLAR is approximately twice as large as in MLAR without adaptive processing. The nature of dependence of the maximum displacement of the total and zero difference channel of the beam on the deviation of the frequency of the received signal from the reference, for which the vectors of the weighting coefficients are formed at spatial noise compensation and digital diagrams. It's shown that the broadband AMLAR is actually limited by the deviation of the frequency at which there are significant changes in the amplitude diagrams of the direction of the receiving elements.

Keywords: adapted directional diagram, Frost's algorithm, multibeam antenna array, direction finding, broadband.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 118, No. 8, pp. 18-23
The choice of the number of processing channels in the radiomonitoring equipment on the basis of adaptive multibeam antenna arrays
S.V. Kozlov

Введение

В работе [1] предложены технические и алгоритмические решения по созданию АМЛАР средств радиомониторинга (РМ). Их основой является двухэтапная итерационная процедура, предусматривающая пространственную компенсацию помех (ПКП) с формированием направляющего вектора для середины диапазона рабочих частот, оценку частот сигналов в лучах и повторную компенсацию помех с формированием направляющего вектора на основе оценок частот в лучах. Указанные решения требуют предельно высокого быстродействия средств обработки. В ряде случаев целесообразно отказаться от реализации

двухэтапного алгоритма в пользу одноэтапного, предполагающего разделение заданного диапазона частот на ряд поддиапазонов с формированием векторов весовых коэффициентов адаптированных приемных каналов для каждого из поддиапазонов. Для обоснованного выбора числа пространственных и частотных каналов обработки средства РМ необходимо оценить угло-частотные характеристики лучей, формируемых в АМЛАР, и влияние частоты на точность пеленгации источников радиоизлучения. В известной литературе указанные оценки отсутствуют, что и определяет цель настоящей статьи.

Алгоритм функционирования АМЛАР и методика исследований

Рассматривается цифровая, относительно малоэлементная (с числом элементов $N = 8...32$) пеленгационная (в одной плоскости) АМЛАР с ПКП и суммарно-разностной обработкой в соответствии с алгоритмом [1]. Формирование $i = \overline{1, I}$ отсчетов сигналов адаптированных суммарного $\dot{Y}_{\Sigma i}$ и разностного $\dot{Y}_{\Delta i}$ каналов в $\ell = \overline{1, L}$ лучах осуществляется в соответствии с выражением

$$\dot{Y}_{\Sigma(\Delta)i,\ell} = \omega^{+}_{\Sigma(\Delta)\ell}\mathbf{y}_i, \tag{1}$$

где $\omega_{\Sigma(\Delta)\ell}$ – векторы весовых коэффициентов (ВВК) адаптированных суммарного и разностного каналов для ℓ-го луча; $\mathbf{y}_i = \sum_{m=1}^{M} \dot{U}_{m,i}\mathbf{s}(\alpha_m, f_m) + \xi_i$ – вектор-столбец отсчетов комплексных амплитуд процессов на выходах приемных каналов; $\dot{U}_{m,i}$ – отсчеты комплексных амплитуд $m = \overline{1, M}$ источников радиоизлучения (ИРИ) на выходе изотропной приемной антенны; f_m – центральная частота спектра сигнала m-го ИРИ; $\xi_i = (\xi_{1,i}, \xi_{2,i}, ..., \xi_{N,i})$ – вектор-столбец отсчетов внутренних шумов приемных каналов МЛАР; $\mathbf{s}(\alpha, f) = (\dot{F}_1(\alpha, f), \dot{F}_2(\alpha, f), ..., \dot{F}_N(\alpha, f))^{\mathrm{T}}$ – вектор диаграмм направленности (ДН) приемных элементов на частоте f.

Для вычисления ВВК адаптированных каналов используется алгоритм Фроста:

$$\omega_{\Sigma(\Delta)\ell} = \widehat{\mathbf{\Phi}}^{-1}\mathbf{C}_\ell(f_0)(\mathbf{C}_\ell(f_0)^{+}\widehat{\mathbf{\Phi}}^{-1}\mathbf{C}_\ell(f_0))^{-1}\mathbf{f}_{\Sigma(\Delta)}, \tag{2}$$

где $\widehat{\mathbf{\Phi}}$ – оценка корреляционной матрицы (КМ) процессов на выходах приемных каналов;

$$\mathbf{C}_\ell(f_0) = \begin{pmatrix} \dot{F}_1(\alpha_{\text{оп}\ell} - \delta\alpha_\ell, f_0) & \dot{F}_1(\alpha_{\text{оп}\ell}, f_0) & \dot{F}_1(\alpha_{\text{оп}\ell} + \delta\alpha_\ell, f_0) \\ \dot{F}_2(\alpha_{\text{оп}\ell} - \delta\alpha_\ell, f_0) & \dot{F}_2(\alpha_{\text{оп}\ell}, f_0) & \dot{F}_2(\alpha_{\text{оп}\ell} + \delta\alpha_\ell, f_0) \\ ... & ... & ... \\ \dot{F}_N(\alpha_{\text{оп}\ell} - \delta\alpha_\ell, f_0) & \dot{F}_N(\alpha_{\text{оп}\ell}, f_0) & \dot{F}_N(\alpha_{\text{оп}\ell} + \delta\alpha_\ell, f_0) \end{pmatrix} \tag{3}$$

– матрица ограничений, составленная из вектор-столбцов значений $\dot{F}_n(\alpha_i^{\text{огр}}, f_0)$ ДН приемных каналов для $i = \overline{1,3}$ вводимых ограничений, измеренных на частоте f_0; $\alpha_{\text{оп}\ell}$ – угловое положение максимума ℓ-го луча; $\delta\alpha = \gamma\Delta\alpha_\ell$ – отклонение боковых ограничений от центра луча; γ =0,1…0,15 [2]; $\Delta\alpha$ – ширина луча МЛАР;

$$\mathbf{f}_\Sigma = \begin{pmatrix} F_{\Sigma 1} \\ F_{\Sigma 2} \\ F_{\Sigma 3} \end{pmatrix}; \ \mathbf{f}_\Delta = \begin{pmatrix} F_{\Delta 1} \\ F_{\Delta 2} \\ F_{\Delta 3} \end{pmatrix} \tag{4}$$

– вектор-столбец, элементы которого соответствуют требуемому значению адаптированной ДН суммарного (разностного) каналов в направлениях ограничений. Отметим, что с учетом использования амплитудного суммарно-разностного алгоритма пеленгования компоненты

векторов $\mathbf{f}_\Sigma$, $\mathbf{f}_\Delta$ – действительные величины, а сами вектора могут быть одинаковыми для всех каналов.

Оценки угловых координат ИРИ в каждом луче (канале) АМЛАР формируются по известному алгоритму

$$\alpha_\ell = \frac{1}{\mu}\mathrm{Re}\left(\frac{Y_\Delta^*}{\dot{Y}_\Sigma}\right), \tag{5}$$

где μ – крутизна дискриминационной характеристики.

Дискриминационная характеристика $\psi_\ell(\alpha, f, f_{\text{оп}})$ для ℓ-го канала АМЛАР, представляющая собой зависимость математического ожидания результатов пеленгации полезного сигнала с угловыми координатами в пределах ℓ луча ($\alpha_{\text{оп}\ell} - \Delta\alpha_\ell / 2 \le \alpha_\ell \le \alpha_{\text{оп}\ell} + \Delta\alpha_\ell / 2$) на частоте f, в пренебрежении внутренними шумами имеет вид

$$\psi_\ell(\alpha, f, f_{\text{оп}}) = \alpha_{\text{оп}\ell} + \frac{1}{\mu}\mathrm{Re}\left(\frac{\boldsymbol{\omega}_{\Delta\ell}^{\mathrm{T}}\mathbf{s}^*(\alpha, f)}{\boldsymbol{\omega}_{\Sigma\ell}^{+}\mathbf{s}(\alpha, f)}\right). \tag{6}$$

Из-за различий ДН приемных элементов на частоте f приходящего в пределах луча сигнала и заложенных в алгоритм адаптации возникают искажения адаптированных ДН адаптированных суммарного и разностного каналов с соответствующими частотно-зависимыми ошибками пеленгации.

Получение пеленгационной характеристики (6) в явном виде оказывается практически невозможным. Поэтому для получения угло-частотных характеристик лучей АМЛАР использовалось численное моделирование. Для проведения моделирования была разработана математическая модель АМЛАР с пространственной компенсацией помех и суммарно-разностной обработкой. Модель базируется на соотношениях (1)–(6), дополненных соответствующими выражениями для комплексных ДН приемных элементов АМЛАР как функции угла наблюдения и несущей частоты и расчета требуемых показателей эффективности.

Результаты моделирования

На рис. 1 приведено семейство пеленгационных характеристик АМЛАР с $N = 8$ приемными элементами. На рис. 2 приведены семейства зависимостей ошибок пеленгации (*а*, *б*) и отношений сигнал/мешающий сигнал+шум (*в*, *г*) от угловых координат источника полезного сигнала. Рис. 2, *а*, *в* соответствуют МЛАР с числом элементов $N = 8$, рис. 2, *б*, *г* – $N = 16$ при соответствующем числе формируемых лучей, равномерно перекрывающих сектор ±60°. Зависимости построены для случая наличия ИРИ – источника полезного сигнала с мощностью (на выходе изотропной антенны) 20 дБ по отношению к уровню собственных шумов приемных каналов и более мощного (мешающего) ИРИ. Угловое положение источника полезного сигнала изменялось в пределах ширины луча в пределах 22,5°±7,5° для МЛАР с $N = 8$ приемными элементами (пятый луч) и 18,75°±3,75° для МЛАР с $N = 16$ приемными элементами (десятый луч, нумерация лучей – от отрицательных значений угла). Угловой положение второго ИРИ было фиксировано и принималось равным 40° при мощности второго ИРИ 40 дБ. Отклонение частоты сигнала первого ИРИ от частоты формирования матрицы ограничений (опорной) составляло 0 % (сплошные кривые), ±2,5 % и ±5 % (пунктирные кривые – для отклонения вверх и штрихпунктирные – для отклонения вниз). Частота второго (мешающего) ИРИ соответствовала опорной.

Как видно из рис. 1 и 2, *а*, *в*, при совпадении частоты сигнала ИРИ и опорной частоты пеленгационная характеристика имеет вид, близкий к линейному, практически в пределах всей ширины луча МЛАР, а ошибки пеленгации малы в сравнении с шириной луча АМЛАР. Ноль характеристики расположен точно в направлении центра луча.

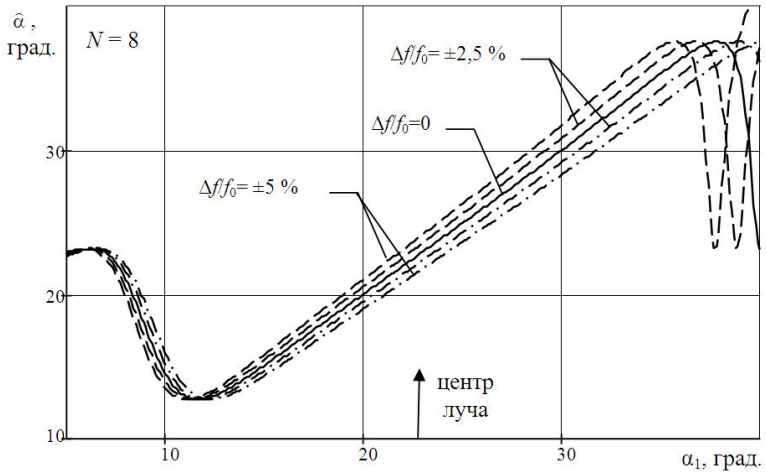


Рис. 1. Семейство пеленгационных характеристик для различных значений нормированного отклонения частоты ИРИ от опорной

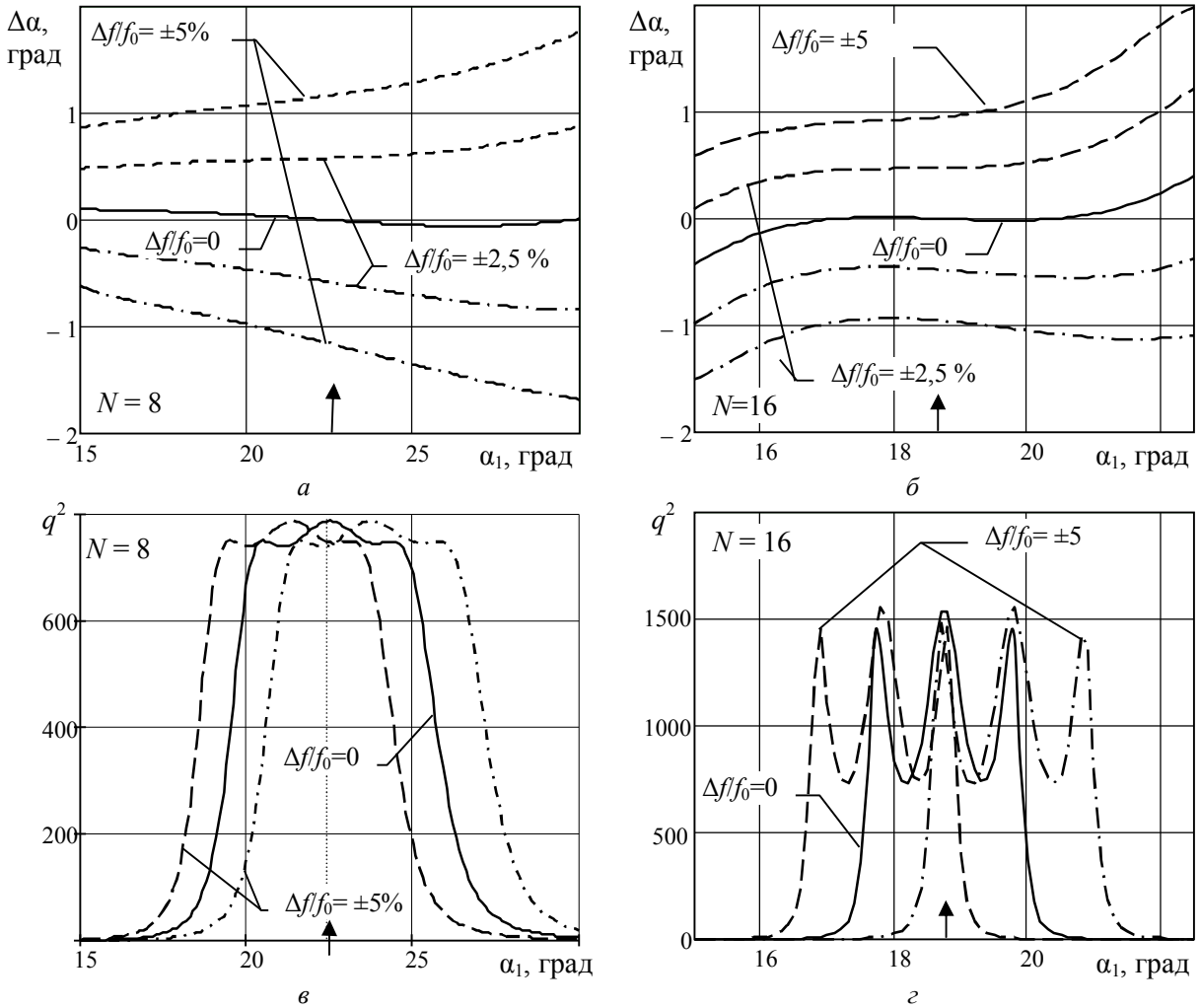


Рис. 2. Зависимости ошибок пеленгации (*а*, *б*) и отношения сигнал/мешающий сигнал+шум для АМЛАР с $N = 8$ (*а*, *в*) и $N = 16$ (*б*, *г*) приемными элементами

При отклонении частоты сигнала ИРИ от опорной пеленгационная характеристика изменяется: при увеличении (уменьшении) частоты ноль характеристики смещается влево (вправо). Крутизна характеристик практически не изменяется. Достаточно показательными являются зависимости отношения сигнал/мешающий сигнал+шум от углового положения источника полезного сигнала. Максимум указанной зависимости имеет место в случаях, когда

частота ИРИ соответствует опорной, а ИРИ находится в угловых положениях вводимых ограничений. При отклонении углового положения ИРИ от центра луча (центрального ограничения) приблизительно на четверть ширины луча отношение сигнал/мешающий сигнал+шум уменьшается на 3 дБ. Скорость спадания отношения сигнал/шум при дальнейшем увеличении угла существенно превышает скорость спадания амплитудной ДН луча МЛАР без пространственной компенсации помех.

Определим зависимость ошибок пеленгации (смещения луча) от отклонения частоты ИРИ от опорной. В соответствии с алгоритмом формирования адаптированных суммарного и разностного каналов в каждом луче их значения фиксируются в направлениях ограничений (вектор-столбец $\mathbf{f}$). Для ненаправленных приемных элементов АМЛАР зафиксированные значения, а также элементы матрицы $\mathbf{C}$ отличаются только фазой. При частоте ИРИ $f_{\text{ири}}$, отличной от опорной f_0, те же самые матрица $\mathbf{C}$ и векторы $\mathbf{f}_\Sigma$, $\mathbf{f}_\Delta$ будут получены при угле $\alpha^{/}_{\text{огр}} = \alpha_{\text{огр}} - \Delta\alpha$, для которого $\frac{2\pi}{c} f_0 \sin\alpha_{\text{огр}} = \frac{2\pi}{c} f_{\text{ири}} \sin(\alpha_{\text{огр}} - \Delta\alpha_f)$. Отсюда частное смещение луча $\Delta\alpha_f$ с максимумом в направлении α как функция нормированного отклонения частоты от опорной $\gamma_f = \frac{f_{\text{ири}} - f_0}{f_0} = \frac{\Delta f}{f_0}$ определяется как

$$\Delta\alpha_f = \alpha - \arcsin\left(\frac{1}{1+\gamma_f}\sin\alpha\right) \approx \gamma_f tg\alpha\left(1 - \gamma_f\left(1 + \frac{1}{2}\text{tg}^2\alpha\right)\right). \qquad (7)$$

Зависимость (7) приведена на рис. 3. Для лучей, расположенных поду углами $\alpha \le 45^\circ$, указанную зависимость с достаточной для практики точностью можно считать линейной.

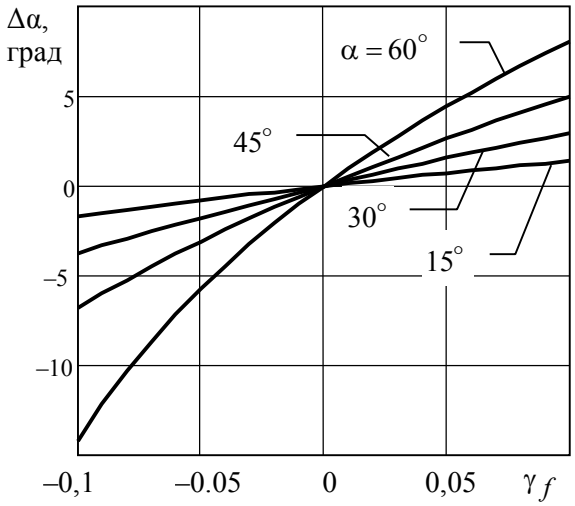


Рис. 3. Зависимость ошибок пеленгации от параметра $\gamma_f = \Delta f / f_0$ для различных угловых положений центрального ограничения

Основные закономерности и их обсуждение

На основе результатов численного моделирования можно сформулировать следующие закономерности:

– при отклонении частоты ИРИ от опорной максимум зависимости отношения сигнал/мешающий сигнал+шум в суммарном канале смещается по углу пропорционально отклонению частоты ИРИ от опорной; для АМЛАР на базе алгоритма с ограничениями имеет место практически линейная зависимость ошибки оценивания угловых координат ИРИ от отклонения его частоты от опорной, обусловленная пространственным разносом и соответствующими фазовыми ДН приемных элементов АМЛАР;

– для обеспечения точной пеленгации полезных сигналов в АМЛАР необходимо использовать комбинированный алгоритм обработки, при котором окончательные оценки угловых координат ИРИ формируются после оценки частоты ИРИ для каждого из лучей с учетом выявленных функциональных зависимостей;

– эффективная ширина луча АМЛАР примерно в два раза меньше, чем ширина луча МЛАР с той же геометрией; в АМЛАР для перекрытия заданного углового сектора требуется как минимум удвоение числа формируемых лучей в сравнении с МЛАР без адаптивной обработки;

– широкополосность АМЛАР фактически ограничивается величиной отклонения частоты, при которой происходят существенные изменения амплитудной ДН приемных элементов АМЛАР.

Оценим полученные результаты с позиций выбора единой для пространственной обработки и последующего анализа в частотной и временной областях частоты дискретизации, считая, что ее типовые значения при обработке сигналов в СВЧ диапазоне могут составлять 250…500 МГц. В этом случае, например, для 3-сантиметрового диапазона длин волн полоса обрабатываемых частот будет примерно соответствовать широкополосности типовых (рупоры, щели и т. д.) приемных элементов АМЛАР [3], то есть пространственная и частотно-временная обработки согласованы по полосе. В то же время для более низкочастотных диапазонов (например, 23 см и ниже) полоса частот АМЛАР средства РМ, обеспечиваемая одной опорной частотой, может оказаться в несколько раз меньше полосы частотно-временной обработки. Это требует реализации многоканальной пространственной обработки в части формирования соответствующего набора векторов весовых коэффициентов лучей АМЛАР для различных опорных частот.

Заключение

Полученные результаты могут быть использованы при обосновании параметров и алгоритмов функционирования систем радиомониторинга на базе адаптивных многолучевых антенных решеток.

Список литературы

1. Козлов С.В., Гриб В.Н. Технические и алгоритмические решения по созданию адаптивных приемных многолучевых антенных решеток средств радиомониторинга // Радиотехника. 2015. № 12. С. 80–88.
2. Карпухин В.И., Козлов С.В., Сергеев В.Н. Особенности и характеристики моноимпульсных радиолокационных измерителей угловых координат с пространственной компенсацией помех // Радиотехника. 2009. № 6. С. 69–74.
3. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки. М.: Техносфера. 2012. 560 с.

References

1. Kozlov S.V., Grib V.N. Tehnicheskie i algoritmicheskie reshenija po sozdaniju adaptivnyh priemnyh mnogoluchevyh antennyh reshetok sredstv radiomonitoringa // Radiotehnika. 2015. № 12. S. 80–88. (in Russ.)
2. Karpuhin V.I., Kozlov S.V., Sergeev V.N. Osobennosti i harakteristiki monoimpul'snyh radiolokacionnyh izmeritelej uglovyh koordinat s prostranstvennoj kompensaciej pomeh // Radiotehnika. 2009. № 6. S. 69–74. (in Russ.)
4. Hansen R.S. Fazirovannye antennye reshetki. M.: Tehnosfera. 2012. 560 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

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

Information about the authors

Kozlov S.V., D.Sci, associate professor, professor of information radioengineering 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. +375-17-293-89-11;
e-mail: korvin92@bk.ru
Козлов Сергей Вячеславович

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 621.384.3

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ИК ИЗЛУЧЕНИЯ НА БАЗЕ МИКРОРЕЗОНАТОРОВ ФАБРИ–ПЕРО

В.Б. ЗАЛЕССКИЙ, А.И. КОНОЙКО, В.М. КРАВЧЕНКО, К.А. РЕЩИКОВ

ГНПО «Оптика, оптоэлектроника и лазерная техника», Республика Беларусь

Поступила в редакцию 28 февраля 2018

Аннотация. Предлагаются методы преобразования информации из одной области оптического спектра в другую на базе микрорезонаторов Фабри–Перо. Методы позволяют минимизировать влияние температурных флуктуаций окружающей среды на характеристики как одного, так и двух микрорезонаторов Фабри–Перо, преобразующих информацию из одной области спектра в другую. Минимизация осуществляется в первом случае, когда начальная температурная рабочая точка микрорезонатора соответствует максимуму величины изменения интенсивности зондирующего излучения от температуры, а во втором, когда фиксированным сдвигом начальной температуры обладает только один резонатор из двух.

Ключевые слова: инфракрасное излучение, многолучевая интерференция, резонатор Фабри–Перо, матрица микрорезонаторов, термооптический преобразователь.

Abstract. The methods of transformation of information from one spectral range to another based on Fabry–Perot microresonators are offered. The methods allow to minimize environmental temperature fluctuations influence on characteristics of one or two Fabry–Perot microresonators, which are transforming information from one spectral range to another. In the first case, minimization is performed when the initial temperature point of the microresonator corresponds to the maximum of the probing radiation intensity change depended on temperature. In the second case, minimization is performed when only one of two microresonators has a fixed shift of the initial temperature point.

Keywords: infrared radiation, multibeam interference, Fabry-Perot resonator, array of microresonators, thermo-optic converter.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 118, No. 8, pp. 24-29
Infrared radiation converter based on Fabry-Perot microresonators
V.B. Zalesski, A.I. Konojko, V.M. Kravchenko, C.A. Reshikov

Введение

Наиболее перспективным методом получения информации, имеющейся в различных спектральных оптических диапазонах, для технического зрения является метод преобразования информации из одной области спектра в другую, например, из ИК или ультрафиолетовой области электромагнитного спектра в видимую [1]. Этот метод дает наибольшую чувствительность при использовании матриц микрорезонаторов Фабри–Перо вследствие того, что принцип их работы базируется на физическом явлении многолучевой интерференции. Кроме того, они могут быть изготовлены на базе технологий микроэлектроники. В методе используется излучение, падающее от какого-либо объекта, как воздействующее на материал микрорезонатора (материал, находящийся между зеркалами микрорезонатора, должен поглощать это излучение) и излучение видимой оптической части спектра – как зондирующее, или считывающее (поглощение этого излучения материалом микрорезонатора должно отсутствовать). Поглощенная энергия падающего излучения приводит в конечном счете к изменению оптической базы микрорезонатора.

Общим недостатком эталонов Фабри–Перо является их чувствительность к условиям работы, например, к изменению температуры окружающей среды, что так же приводит к изменению оптической базы резонатора [2, 3], как и влияние, например, ИК излучения. В результате происходит смещение спектральной характеристики коэффициента пропускания или отражения эталонов Фабри–Перо, что ухудшает их эксплуатационные характеристики [4].

Целью исследования является минимизация влияния температурных флуктуаций окружающей среды на работу микрорезонаторов Фабри–Перо, являющихся элементами, реализующими преобразование информации из одной области электромагнитного спектра в другую.

Сущность метода

Для преобразования ИК излучения в более коротковолновое используется резонатор Фабри–Перо, работающий на пропускание или отражение зондирующего излучения. Минимизация влияния температурных флуктуаций окружающей среды на работу одного резонатора Фабри–Перо осуществляется в том случае, когда его начальная температурная рабочая точка соответствует максимуму величины изменения интенсивности зондирующего излучения от температуры. Минимизация влияния температурных флуктуаций окружающей среды на работу преобразователя из двух установленных последовательно резонаторов Фабри–Перо осуществляется в том случае, когда максимумы их спектральных коэффициентов пропускания сдвинуты друг относительно друга на половину ширины спектра, пропускаемого одним резонатором.

Основным термочувствительным элементом термооптического преобразователя является матрица пленочных микрорезонаторов Фабри–Перо, которая работает в режиме пропускания или отражения зондирующего излучения. Величину коэффициентов пропускания $Q_{t0}(\lambda)$ и отражения $Q_{r0}(\lambda)$ каждого микрорезонатора можно определить соответственно из следующих выражений [5]:

$$Q_{t0}(\lambda)=\frac{I_{t0}(\lambda)}{I(\lambda)}=\frac{T_1T_2T}{1+\mathrm{T}^2R_1R_2-2\mathrm{T}\sqrt{R_1R_2}\cos\left(\phi+\Delta\phi\right)}, \tag{1}$$

$$Q_{r0}(\lambda)=\frac{I_{r0}(\lambda)}{I(\lambda)}=\frac{R_1+T^2R_2\left(1-A_1\right)^2-2T\sqrt{R_2}\sqrt{R_1}\left(1-A_1\right)\cos\left(\phi+\Delta\phi\right)}{1+T^2R_1R_2-2T\sqrt{R_1}\sqrt{R_2}\cos\left(\phi+\Delta\phi\right)}. \tag{2}$$

При воздействии ИК излучения выражения (1) и (2) примут вид:

$$Q_{t1}(\lambda)=\frac{I_{t1}(\lambda)}{I(\lambda)}=\frac{T_1T_2T}{1+\mathrm{T}^2R_1R_2-2\mathrm{T}\sqrt{R_1R_2}\cos\left(\phi+\Delta\phi+\delta\phi\right)}, \tag{1a}$$

$$Q_{r1}(\lambda)=\frac{I_{r1}(\lambda)}{I(\lambda)}=\frac{R_1+T^2R_2\left(1-A_1\right)^2-2T\sqrt{R_2}\sqrt{R_1}\left(1-A_1\right)\cos\left(\phi+\Delta\phi+\delta\phi\right)}{1+T^2R_1R_2-2T\sqrt{R_1}\sqrt{R_2}\cos\left(\phi+\Delta\phi+\delta\phi\right)}, \tag{2a}$$

где $I(\lambda)$ – спектральное распределение интенсивности падающего света; $I_{t0}(\lambda)$, $I_{t1}(\lambda)$ – интенсивности прошедшего света в случаях соответственно отсутствия и наличия ИК излучения; $I_{r0}(\lambda)$, $I_{r1}(\lambda)$ – интенсивности отраженного света в случаях соответственно отсутствия и наличия ИК излучения; R_1, R_2, T_1, T_2 – коэффициенты отражения и пропускания первого и второго зеркал резонатора; T – коэффициент пропускания среды между зеркалами; $\left(\phi+\Delta\phi\right)=\frac{4\pi ln\cos\left(\beta\right)}{\lambda}\left[1+\alpha_p\left(\Delta T\right)\right]$, $\left(\phi+\Delta\phi+\delta\phi\right)=\frac{4\pi ln\cos\left(\beta\right)}{\lambda}\left[1+\alpha_p\left(\Delta T+\delta T\right)\right]$ – разность фаз между интерферирующими световыми волнами, наводимая соответственно в невозбужденном и в возбужденном резонаторе; λ – длина волны зондирующего излучения;

l – геометрическая база микрорезонатора; n – показатель преломления материала между зеркалами резонатора; β – угол падения зондирующего излучения; α_p – коэффициент температурного преобразования оптической базы резонатора; ΔT – величина изменения температуры в невозбужденном резонаторе; δT – величина изменения температуры под воздействием ИК излучения.

Результаты и их обсуждение

В случаях отсутствия и наличия ИК излучения величину проходящего или отраженного светового потока Φ_{ji} (где $j = t;\ r$ и $i = 0;\ 1$) и ее изменение $\Delta\Phi_j$ можно определить из соотношений:

$$\Phi_{ji} = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} I(\lambda) Q_{ji}(\lambda) d\lambda, \tag{3}$$

$$\Delta\Phi_j = \Phi_{j1} - \Phi_{j0}. \tag{4}$$

На рис. 1 представлены зависимости изменения величины светового потока $\Delta\Phi_j$, отраженного и прошедшего через резонатор, находящийся под воздействием ИК излучения, от величины изменения начальной температуры резонатора ΔT (кривая 1). Эти зависимости соответствуют случаю, когда средняя длина волны падающего излучения соответствует спектральному максимуму пропускания резонатора. Они обладают экстремумами. Расстояние между экстремумами определяется шириной спектра падающего излучения, так как $\delta T = \frac{1}{\alpha_p}\frac{\Delta\lambda}{\lambda}$, где $\Delta\lambda$ – ширина спектра зондирующего излучения.

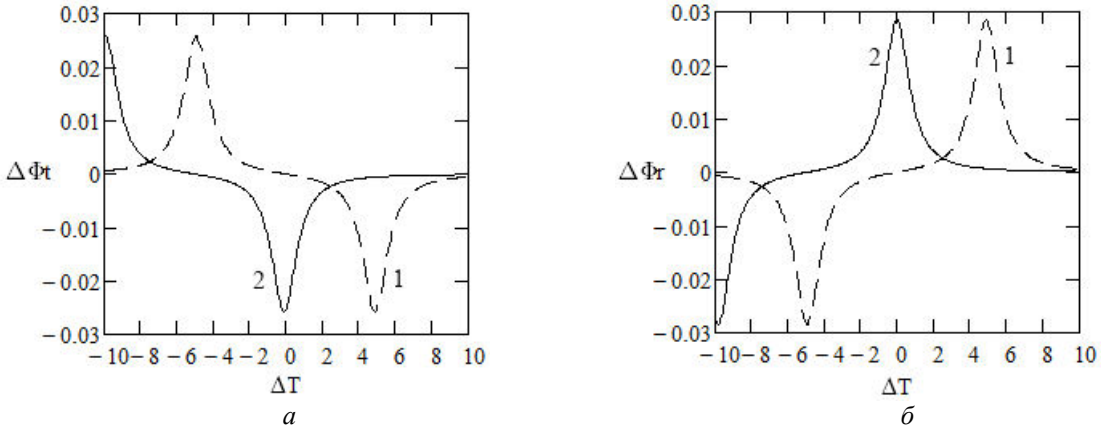


Рис. 1. Зависимости изменения величины светового потока $\Delta\Phi_j$, прошедшего через резонатор (*а*), отраженного им (*б*) под воздействием ИК излучения, от величины изменения начальной температуры резонатора ΔT без (кривая 1) и при наличии (кривая 2) фиксированного сдвига начальной температуры резонатора

Вблизи экстремумов величина изменения светового потока по абсолютной величине максимальна и для рассматриваемого резонатора практически не меняется. Поэтому для получения более температуростабильной работы резонатора необходимо, чтобы его начальная температура соответствовала экстремуму зависимости изменения светового потока от изменения температуры. Чтобы реализовать это, достаточно нагреть резонатор до соответствующей температуры. При этом зависимости величины изменения светового потока $\Delta\Phi_j$ примут вид, соответствующий кривым 2.

На рис. 2 представлены графики зависимости изменения величины светового потока $\Delta\Phi_r$, отраженного резонатором, находящимся под воздействием ИК излучения, от величины изменения начальной температуры ΔT материала резонатора при оптической базе резонатора, равной λ (кривая 1), 2λ (кривая 2), 4λ (кривая 3). Как видно из графиков, температурный

диапазон, при котором величина изменения светового потока ΔФ практически постоянна, зависит от величины базы резонатора и может составлять, для минимальной базы резонатора, порядка десятых долей градуса. Этот температурный диапазон является динамическим температурным диапазоном микрорезонатора.

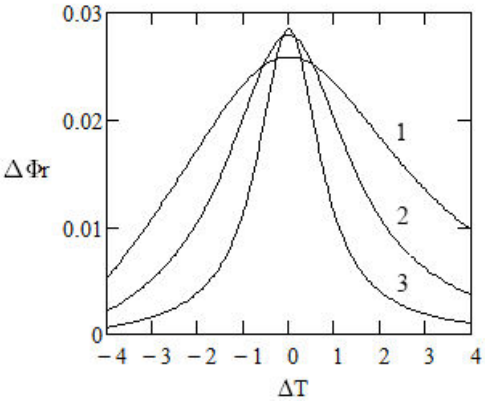


Рис. 2. Зависимости изменения величины светового потока, отраженного резонатором, находящимся под воздействием ИК излучения, от величины изменения начальной температуры ΔT материала резонатора при оптической базе резонатора, равной λ (кривая 1), 2λ (кривая 2) и 4λ (кривая 3)

В случае использования для преобразования ИК излучения двух установленных последовательно микрорезонаторов Фабри–Перо, работающих на пропускание зондирующего излучения, на один из которых падает ИК излучение (рис. 3, *а*), величину проходящего светового потока $\Phi_{ti\Sigma}$ и его изменение $\Delta\Phi_{t\Sigma}$ можно определить из соотношений:

$$\Phi_{ti\Sigma} = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} I(\lambda) Q_{ti\Sigma}(\lambda) d\lambda, \qquad (3а)$$

$$\Delta\Phi_{t\Sigma} = \Phi_{t1\Sigma} - \Phi_{t0\Sigma}, \qquad (4а)$$

где $Q_{ji\Sigma} = Q_{t0}Q_{t0}$, $Q_{t0}Q_{t1}$ – суммарный коэффициент пропускания двух установленных последовательно резонаторов соответственно в отсутствии и при наличии ИК излучения.

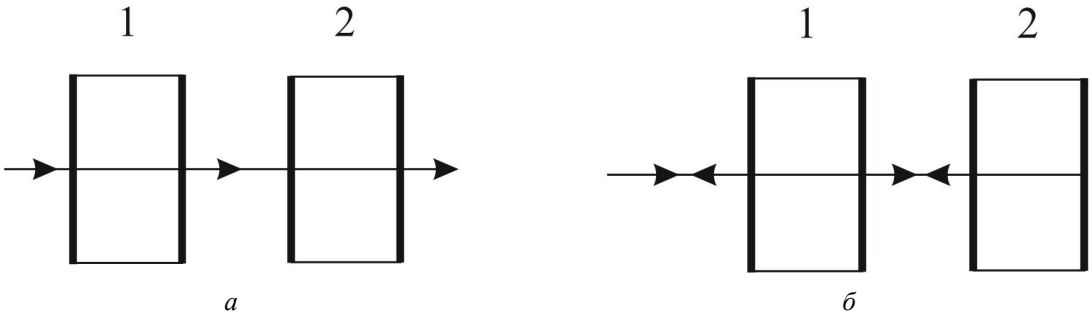


Рис. 3. Схемы преобразования ИК излучения при помощи двух микрорезонаторов Фабри–Перо: *а* – работающая на пропускание; *б* – работающая на отражение зондирующего излучения

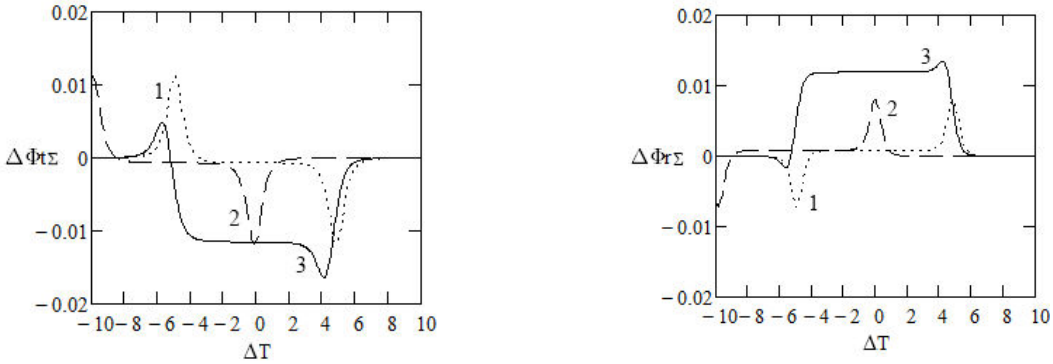
При использовании для преобразования ИК излучения двух установленных последовательно микрорезонаторов Фабри–Перо, один из которых работает на пропускание, а другой, находящийся под воздействием ИК излучения, – на отражение зондирующего излучения (рис. 3, *б*), величину проходящего светового потока $\Phi_{ri\Sigma}$ и его изменение $\Delta\Phi_{r\Sigma}$ можно определить из соотношений:

$$\Phi_{ri\Sigma} = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} I(\lambda) Q_{ri\Sigma}(\lambda) d\lambda, \qquad (3б)$$

$$\Delta\Phi_{r\Sigma} = \Phi_{r1\Sigma} - \Phi_{r0\Sigma}, \qquad (4б)$$

где $Q_{r1\Sigma} = Q_{t0}^2 Q_{r0}$, $Q_{t0}^2 Q_{r1}$ – суммарный коэффициент пропускания двух установленных последовательно резонаторов, один из которых работает на отражение соответственно в отсутствии и при наличии ИК излучения.

На рис. 4 представлены зависимости величины изменения светового потока зондирующего излучения на выходе двух резонаторов $\Delta\Phi_{f\Sigma}$, работающих на пропускание (*а*) и отражение (*б*) под воздействием ИК излучения, от величины изменения начальной температуры резонатора ΔT без (кривая 1), при наличии (кривая 2) фиксированного сдвига начальной температуры обоих резонаторов и при наличии (кривая 3) фиксированного сдвига начальной температуры одного из резонаторов.



а *б*

Рис. 4. Зависимости величины изменения светового потока на выходе двух резонаторов $\Delta\Phi_{f\Sigma}$, работающих на пропускание (*а*) и отражение (*б*) под воздействием ИК излучения, от величины изменения начальной температуры резонатора ΔT при отсутствии (кривая 1) и наличии (кривая 2) фиксированного сдвига начальной температуры обоих резонаторов и при наличии (кривая 3) фиксированного сдвига начальной температуры одного из резонаторов

В случае если в обеих схемах преобразования ИК излучения отсутствует фиксированный сдвиг начальной температуры, зависимости величины изменения светового потока $\Delta\Phi_{f\Sigma}$ от изменения начальной температуры резонаторов ΔT обладают экстремумами, как и в случае одного резонатора, но с меньшей амплитудой. Вблизи экстремумов величина изменения светового потока по абсолютной величине максимальна. Поэтому для получения более температуростабильной работы резонаторов необходимо, чтобы их начальная температура соответствовала экстремуму зависимости изменения зондирующего светового потока от изменения температуры. Чтобы реализовать это, достаточно нагреть оба резонатора до соответствующей температуры. При этом зависимости величины изменения светового потока $\Delta\Phi_{f\Sigma}$ примут вид, соответствующий кривым 2 на рис. 4. В этом случае температурный диапазон достаточно стабильной работы рассматриваемых резонаторов будет составлять десятые доли градуса, а величина изменения светового потока будет существенно меньше, чем в случае одного резонатора.

Если использовать для преобразования два установленных последовательно микрорезонатора Фабри–Перо, работающих на пропускание, причем фиксированным сдвигом начальной температуры будет обладать только один резонатор, то в этом случае зависимость величины изменения светового потока $\Delta\Phi_{t\Sigma}$ под воздействием ИК излучения будет соответствовать кривой 3, представленной на рис. 4, *а*. В этом случае температурный диапазон достаточно стабильной работы рассматриваемых резонаторов будет составлять порядка 6 градусов, а величина изменения светового потока $\Delta\Phi_{t\Sigma}$ будет составлять порядка 0,011 от максимального светового потока, который может пропустить резонатор. При использовании для преобразования двух установленных последовательно микрорезонаторов Фабри–Перо, один из которых будет работать на пропускание, а другой, находящийся под воздействием ИК излучения, на отражение, причем фиксированным сдвигом начальной температуры будет обладать только один резонатор, зависимость величины изменения светового потока $\Delta\Phi_{r\Sigma}$ под воздействием ИК излучения будет иметь вид, представленный кривой 3 на рис. 4, *б*. В этом случае температурный диапазон достаточно стабильной работы рассматриваемых резонаторов будет составлять порядка 6 градусов, а величина изменения светового потока $\Delta\Phi_{t\Sigma}$ будет составлять порядка 0,012 от максимального светового потока, который может пропустить резонатор.

Заключение

Для получения более температуростабильной работы одного резонатора Фабри–Перо, работающего в качестве преобразователя информации, например, из ИК области спектра в видимую, необходимо, чтобы его начальная температура соответствовала экстремуму зависимости изменения светового потока от изменения температуры. Динамический температурный диапазон одного микрорезонатора может составлять, в зависимости от величины оптической базы резонатора, от десятых долей до одного градуса.

Температурный диапазон достаточно стабильной работы двух установленных последовательно резонаторов, работающих как в режиме пропускания, так и в режиме отражения, при наличии фиксированного сдвига начальной температуры одного из них, определяется в основном шириной спектра зондирующего излучения. Причем сдвиг начальной температуры должен обеспечить смещение максимума спектрального коэффициента пропускания одного резонатора относительно максимума коэффициента пропускания или отражения другого на половину ширины спектра излучения, пропускаемого одним резонатором.

Работа выполнена при поддержке Белорусского республиканского фонда фундаментальных исследований по договору № Ф17-138 от 18 апреля 2017 г.

Список литературы

1. Тарасов В.В., Якушенков Ю.Г. Современные проблемы инфракрасной техники. М.: Изд. МИИГА и К, 2011. 84 с.
2. Мустель Е.Р., Парыгин В.Н. Методы модуляции и сканирования света. М.: Наука, 1970. 296 с.
3. Ярив А., Юх П. Оптические волны в кристаллах. М.: Мир, 1987. 616 с.
4. Novel low-cost uncooled infrared camera / Ming Wu [et al.] // SPIE Proc. 2005. Vol. 5783. P. 69401I-1.
5. Борн М., Вольф Э. Основы оптики. М.: Наука, 1973. 720 с.

References

1. Tarasov V.V., Jakushenkov Yu. G. Sovremennye problemy infrakrasnoj tehniki. M.: Izd. MIIGA i K, 2011. 84 s. (in Russ.)
2. Mustel E.R., Parygin V.N. Metody moduljacii i skanirovanija sveta. M.: Nauka, 1970. 296 s. (in Russ.)
3. Yariv A., Yeh P. Opticheskie volny v kristallah. M.: Mir, 1987. 616 s. (in. Russ.)
4. Novel low-cost uncooled infrared camera / Ming Wu [et al.] // SPIE Proc. 2005. Vol. 5783. P. 69401I-1.
5. Born M., Wolf E. Osnovy optiki. M.: Nauka, 1973. 720 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

Залесский В.Б., к.т.н., заведующий лабораторией фотоэлектроники ГНПО «Оптика, оптоэлектроника и лазерная техника».

Конойко А.И., к.ф.-м.н., доцент, старший научный сотрудник лаборатории фотоэлектроники ГНПО «Оптика, оптоэлектроника и лазерная техника».

Кравченко В.М., к.т.н., ведущий научный сотрудник лаборатории фотоэлектроники ГНПО «Оптика, оптоэлектроника и лазерная техника».

Рещиков К.А., аспирант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Zalesski V.B., PhD, head of the photoelectronics laboratory of SSPA «Optics, optoelectronics and laser technology».

Konojko A.I., PhD, associate professor, senior researcher of the photoelectronics laboratory of SSPA «Optics, optoelectronics and laser technology».

Kravchenko V.M., PhD, leading researcher of the photoelectronics laboratory of SSPA «Optics, optoelectronics and laser technology».

Reshikov C.A., PG student of the information radiotechnologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220090, Республика Беларусь,
г. Минск, Логойский тракт, 22,
ГНПО «Оптика, оптоэлектроника и лазерная техника»
тел. +375-44-746-63-72
e-mail: kon54@yandex.by
Конойко Алексей Иванович

Address for correspondence

220090, Republic of Belarus,
Minsk, Logoyskiy tract, 22,
SSPA «Optics, optoelectronics and laser technology»
tel. +375-44-746-63-72
e-mail: kon54@yandex.by
Konojko Alexey Ivanovich

УДК 681.3;007.003;007.008;65.0

ПРИМЕНЕНИЕ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ПРИ ОПТИМИЗАЦИИ СТРУКТУРЫ УПРАВЛЯЕМЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ СИСТЕМ

В.С. СМОРОДИН, В.А. ПРОХОРЕНКО

Гомельский государственный университет имени Франциска Скорины, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 28 февраля 2018

Аннотация. Определяется направление исследований управляемых технологических систем на основе построения моделей искусственных нейронных сетей для обеспечения функционирования интеллектуальных систем поддержки принятия решений в режиме реального времени.

Ключевые слова: искусственная нейронная сеть, интеллектуальные системы, конечное множество математических моделей.

Abstract. A research direction in the field of controllable technological systems based on construction of artificial neural network models for functioning of intellectual real-time decision support systems is proposed.

Keywords: artificial neural network, intelligent systems, finite set of mathematical models.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 118, No. 8, pp. 30-35
Application of intellectual technologies for optimization of the structure of controlled technological systems
V.S. Smorodin, V.A. Prokhorenko

Введение

За последнее время накоплен значительный опыт построения математических моделей, которые представляют большой практический интерес в их приложениях для интеллектуальных систем поддержки принятия решений. Существующая при этом тенденция к применению общесистемных принципов анализа моделей наталкивается на известные трудности, которые обусловлены целым комплексом различных причин, связанных с многообразием методов и средств их исследования [1]. Подобная тенденция в случае недостаточной эффективности известных аналитических методов анализа моделей привела к разработке новых методов и средств имитационного моделирования сложных процессов, включая производственные, доступных специалистам различных областей знаний и характеризующихся единым математическим подходом [2]. Такой подход дает основания для разработки необходимого программного инструментария, дающего возможность исследователям применять новые методы и методики для анализа систем различной степени сложности [3].

В настоящей работе определяется новое направление исследований управляемых технологических систем на основе построения моделей искусственных нейронных сетей (ИНС) с целью управления технологическим циклом производства в режиме реального времени с использованием системы искусственного интеллекта, которое в простейшем случае можно проиллюстрировать на примере приведенных ниже задач.

Общая постановка задачи

В качестве математической модели объекта исследования будем рассматривать ИНС, определенную на траекториях следующей системы уравнений:

$$y = F\left(\sum_{i=1}^{n} w_i x_i\right), F(S) = F(WX^{\mathrm{T}}), \quad (1)$$

где в качестве весовых коэффициентов используется вектор $W = (w_1, w_2, \ldots, w_n)$, вектор входных сигналов определяет $X = (x_1, x_2, \ldots, x_n)$, взвешенная сумма S определяется выражением $S = \sum_{i=1}^{n} w_i x_i$, а функция активации F является оператором нелинейного преобразования взвешенной суммы S. В качестве оператора нелинейного преобразования будем рассматривать сигмоидную функцию активации вида

$$y = \frac{1}{1 + e^{-c5}}, \quad (2)$$

где коэффициент c, отличный от нуля, определяет ширину функции по оси абсцисс, а также гиперболический тангенс

$$y = th\ c5, \quad (3)$$

где коэффициент c, отличный от нуля, выполняет ту же роль. Следует отметить, что в силу монотонности и дифференцируемости функции вида (2) и (3) являются наиболее часто используемыми [4, 5].

Как известно, в многослойных ИНС нейроны располагаются по слоям. Сети, в которых сигналы передаются последовательно от предыдущего слоя к следующему, называют сетями прямого распространения. Выделяют также класс рекуррентных сетей на базе персептрона с наличием в них обратных связей между слоями нейронов [5].

Построение рекуррентной нейронной сети для задачи управления

Рекуррентная сеть на базе многослойного персептрона представляет собой архитектуру, которая характеризуется наличием связей между слоями в форме элементов запаздывания. Это позволяет сети накапливать память о своих предыдущих состояниях и воспроизводить последовательности реакций. Рекуррентные нейронные сети обладают специальной структурой, которая позволяет им запоминать последовательности данных. В рассматриваемой нейронной сети в качестве функции активации нейронов используется гиперболический тангенс с параметром c, равным 1.

Архитектура рассматриваемой нейронной сети представлена на рис. 1.

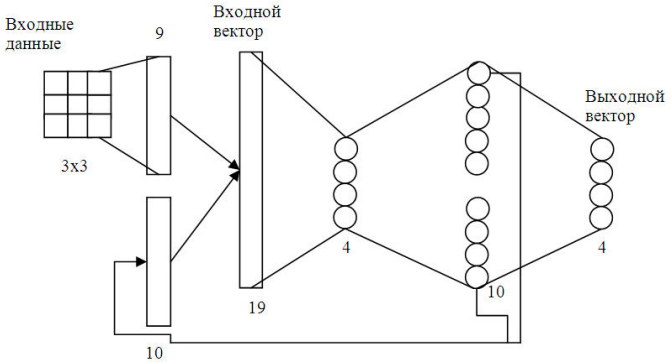


Рис. 1. Архитектура рекуррентной нейронной сети

Нейронная сеть состоит из трех слоев, в которых содержится 4, 10 и 4 нейронов соответственно. Нейроны второго слоя связаны с входным слоем через элементы единичной задержки, их выходы запоминаются сетью. Каждый из нейронов входного слоя связан со всеми элементами вектора текущих входных данных, а также со всеми элементами единичной задержки. В качестве входных данных нейронной сети использовано контекстное окно размерностью 3×3, куда помещается окрестность клетки поля управления. Входной вектор сети формируется из элементов контекстного окна, а также элементов выходного вектора второго слоя на предыдущем шаге.

Перед применением нейронной сети случайным образом выбирается одна из закрытых клеток поля до тех пор, пока не будет сделано попадание. После попадания нейронная сеть принимает и обрабатывает данные из контекстного окна вокруг выбранной клетки.

Элементы выходного вектора определяют выбор следующего хода в пределах текущего контекстного окна. Нейронная сеть используется для выбора ходов до тех пор, пока не будет идентифицирован текущий объект либо пока не наступит ситуация, когда все возможные управления в текущем контекстном окне уже были совершены. Тогда ее память очищается и снова реализуется поиск нового управления по закрытым клеткам случайным образом.

Примеры входных данных показаны на рис. 2, где 0 означает, что объект не доступен для управления, 1 – объект идентифицирован, –1 – объект вне зоны управления.

0	0	0
0	1	–1
0	0	0

0	–1	0
0	1	1
0	–1	–1

0	0	0
–1	1	–1
–1	–1	0

Рис. 2. Примеры входных данных сети из контекстного окна

Обучение нейронной сети и его результаты. Процесс обучения нейронной сети заключается в поиске таких значений настраиваемых параметров сети (весовых коэффициентов связей между нейронами и уровней активации нейронов), чтобы она осуществляла правильное отображение. Обучение можно рассматривать как нелинейную оптимизационную задачу минимизации некоторой функции ошибки, заданной на обучающем множестве, относительно всех настраиваемых параметров сети.

Приложение управления, например, боевыми действиями подразумевает использование стратегии выбора ходов с учетом предыдущих выборов и динамически изменяющихся в процессе имитации входных данных. Рекуррентные нейронные сети позволяют осуществлять выбор ходов в соответствии со стратегией благодаря своей способности накапливать информацию, запоминать и воспроизводить последовательности сигналов.

В качестве обучающего множества использовались последовательности из одного, двух и трех ходов в различных возможных ситуациях, сгенерированные автоматически. Для формирования обучающего множества было использовано 84 последовательности.

Алгоритм обучения нейронной сети реализован по методу сопряженных градиентов. Данный метод позволил достичь быстрой и монотонной сходимости без зацикливания в точках локального минимума. Производные вычислялись с помощью обратного распространения ошибки. Коррекции настраиваемых параметров осуществлялись после предъявления в произвольном порядке всех последовательностей из обучающего множества. В качестве функции ошибки была использована среднеквадратичная ошибка по обучающему множеству.

После обучения нейронная сеть продемонстрировала способность успешно функционировать в рамках рассмотренного подхода к решению задачи, правильно выбирать управления и последовательности действий с учетом предыдущих выборов.

Накопление информации о наблюдаемом процессе управления позволяет выработать и реализовать правильную стратегию принятия решений, что дает возможность говорить о правомерности применения рекуррентных архитектур в более сложных и хуже формализуемых задачах с динамически изменяющимися условиями.

Использование нейронных сетей в задаче поиска оптимальной траектории. Нейросетевое моделирование контроллера применяется в тех случаях, когда существует качественный контроллер управляемой системы. Нейронная сеть выступает в роли аппроксиматора его функции и обучается таким образом, чтобы моделировать его воздействия на управляющую систему. Использование полученного таким образом контроллера в некоторых ситуациях может быть более целесообразным, чем использование оригинального (например, в силу общих свойств нейронных сетей, которые включают в себя способность к обобщению и обработке зашумленных данных, отказоустойчивость в силу параллельной

архитектуры). В данной работе исследована возможность использования управления на основе моделей нейронных сетей для задачи поиска оптимальной траектории. В качестве примера рассмотрена задача поиска управляемым объектом выхода из лабиринта. Нейронная сеть в данном случае использована в качестве контроллера управляемого объекта, определяющего процесс управления на каждом шаге.

Формализация задачи и архитектура нейронной сети. Для рассматриваемой задачи предполагается, что в лабиринте нет замкнутых маршрутов. В таком случае контроллер для управляемого объекта, проходящего лабиринт, можно реализовать алгоритмически.

Схемы нейронных сетей приведены на рис. 3. В рассматриваемых нейронных сетях в качестве функции активации нейронов используется гиперболический тангенс. На данном рисунке слева – многослойный персептрон, справа – рекуррентная сеть на базе многослойного персептрона. В качестве входных данных контроллера выступает вектор, описывающий соседние с текущей позицией клетки, а также вектор, показывающий текущее направление движения. Клетке с препятствием соответствует координата с единицей, свободной клетке – координата с нулем. Результатом работы контроллера является вектор из четырех элементов, максимальная координата которого определяет направление следующего движения объекта.

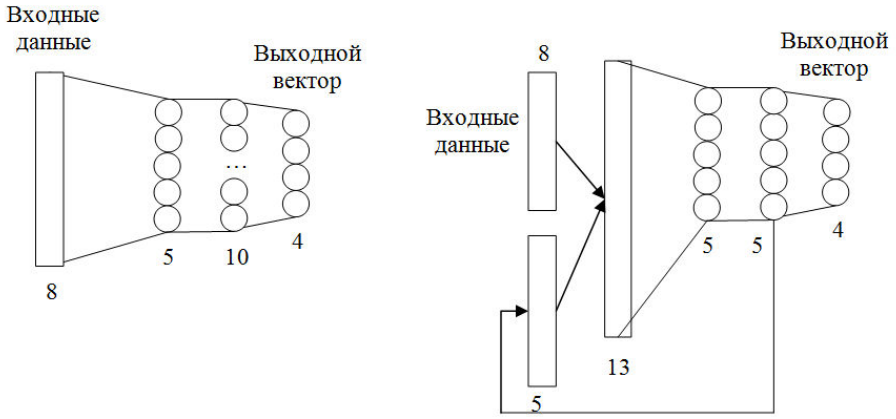


Рис. 3. Схемы нейронных сетей

При решении данной задачи было рассмотрено три типа контроллеров на основе нейронных сетей: контроллер на основе многослойного персептрона; контроллер на основе рекуррентной нейросети на базе многослойного персептрона; аддитивный контроллер, комбинирующий сигналы двух предыдущих.

Многослойный персептрон состоит из трех полносвязных слоев. В первом слое 5 нейронов, во втором – 10 нейронов, в третьем – 4 нейрона. Рекуррентная нейросеть также имеет три полносвязных слоя, в которых содержится 5, 5 и 4 нейронов, при этом второй скрытый слой имеет обратные связи с первым слоем через элементы единичной задержки.

Обучение нейронных сетей и основные результаты. Обе нейронные сети обучались с использованием метода сопряженных градиентов. Данный метод позволил достичь быстрой и монотонной сходимости без зацикливания в точках локального минимума. Производные вычислялись с помощью обратного распространения ошибки. Коррекции настраиваемых параметров осуществлялись после предъявления в произвольном порядке всех пар или последовательностей из обучающего множества. Обучающее множество представляет собой пары входных и требуемых выходных векторов в случае многослойного персептрона и последовательности пар векторов в случае рекуррентной нейросети. В качестве минимизируемой ошибки использовалась среднеквадратичная ошибка по обучающему множеству. Обучающие множества сгенерированы путем применения существующего контроллера к различным ситуациям, возникающим при решении задачи. Для обучения рекуррентной нейронной сети использованы последовательности выборов из одного, двух, трех и четырех ходов. Всего в процессе обучения использовано 100 сгенерированных

последовательностей. Для тестирования обученных нейросетей использовано множество из 25 примеров.

Многослойный персептрон не имеет внутреннего состояния и в рамках рассматриваемой формализации задачи не учитывает входные и выходные данные в предыдущие моменты времени. По этой причине контроллер на основе нейронной сети такого типа может быть успешно применен в рассматриваемой задаче в ограниченном наборе ситуаций. Решение задачи было найдено в 28 % использованных для тестирования примерах.

Рекуррентная нейронная сеть после соответствующего обучения продемонстрировала способность воспроизводить действия алгоритмического контроллера в большинстве случаев. Это позволяет найти путь с помощью контроллера на основе рекуррентной нейронной сети в большинстве (84 %) примеров. На рис. 4 представлены примеры нахождения оптимальной траектории с использованием нейроконтроллеров.

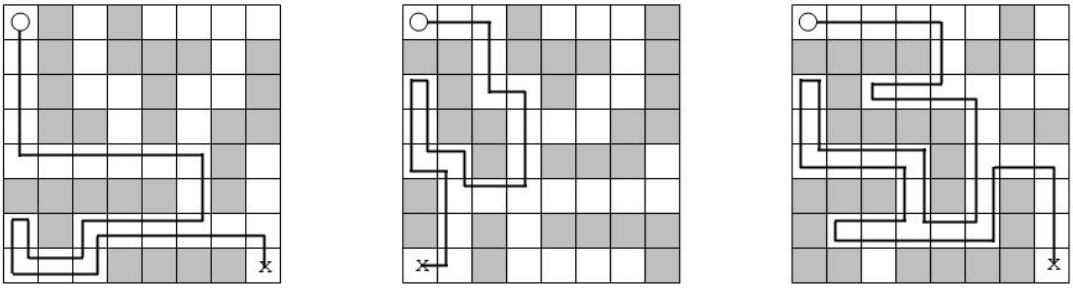


Рис. 4. Примеры нахождения оптимальной траектории с использованием нейроконтроллеров

При использовании аддитивного контроллера, выходные сигналы обеих нейросетей суммировались. На рассматриваемом множестве примеров, использованном для тестирования, применение такого контроллера позволило незначительно улучшить результат (88 %) по сравнению с использованием рекуррентной нейросети.

Обсуждение результатов. В рамках данной работы были выполнены:

– формализация поставленных задач, разработка действующих программных моделей нейронных сетей, реализация алгоритмов их обучения;

– подготовка обучающих множеств для нейронных сетей и их обучение для последующего использования в качестве контроллера.

Проведенные эксперименты показали, что рекуррентные нейронные сети могут достаточно успешно применяться в ряде задач в качестве контроллеров, в то время как применение многослойного персептрона показало себя малоэффективным в подобных конкретных постановках задач. Построенные модели рекуррентных нейронных сетей продемонстрировали высокую эффективность при принятии решений с учетом предыдущих состояний системы. Способность рекуррентных нейронных сетей запоминать и воспроизводить последовательности сигналов дает возможность успешно осуществлять стратегию выбора управлений, что позволяет использовать данный подход при оптимизации структуры объекта исследований и в других случаях.

Реализованный программный код для рекуррентных нейронных сетей, приведенных в настоящей работе, может быть использован для решения ряда задач, требующих принятия управляющих решений с учетом предыдущих выборов, после их обучения на соответствующем множестве данных из рассматриваемой предметной области.

Заключение

В настоящей работе предложен подход к унификации методов исследования в области проектного моделирования сложных технологических систем и систем управления технологическим циклом производства на основе гибкого математического аппарата моделирования, средствами реализации которого являются ИНС. При этом использование последних в качестве основы для разработки моделей систем управления обеспечивает определение оптимальных параметров управления для интеллектуальных систем поддержки принятия решений. Новизна данного подхода состоит в возможности создания нейросетевых

алгоритмов для построения интегральной графовой структуры управляющей системы, содержащей конкретные схемы резервирования контура управления в зависимости от вероятностных параметров ее функционирования, в условиях неопределенности и риска.

Список литературы

1. Максимей И.В. Методы и средства имитационного моделирования технологических процессов производства. Гомель: ГГУ им. Ф. Скорины, 2007. 369 с.
2. Максимей, И.В., Смородин В.С., Демиденко О.М. Разработка имитационных моделей сложных технических систем. Гомель: ГГУ им. Ф. Скорины, 2014. 298 с.
3. Максимей И.В., Демиденко О.М., Смородин В.С. Проблемы теории и практики моделирования сложных систем. Гомель: ГГУ им. Ф. Скорины, 2015. 263 с.
4. Ахтеров А.В., Кирильченко А.А Основы теоретической робототехники. Искусственные нейронные сети. Обзор // Препринты ИПМ им. М.В. Келдыша. 2008. № 2. 20 с.
5. Оссовский С. Нейронные сети для обработки информации. М.: Финансы и статистика, 2002. 345 с.

References

1. Maksimej I.V. Metody i sredstva imitacionnogo modelirovanija tehnologicheskih processov proizvodstva. Gomel': GGU im. F. Skoriny, 2007. 369 s. (in Russ.)
2. Maksimej, I.V., Smorodin V.S., Demidenko O.M. Razrabotka imitacionnyh modelej slozhnyh tehnicheskih sistem. Gomel': GGU im. F. Skoriny, 2014. 298 s. (in Russ.)
3. Maksimej I.V., Demidenko O.M., Smorodin V.S. Problemy teorii i praktiki modelirovanija slozhnyh sistem. Gomel': GGU im. F. Skoriny, 2015. 263 s. (in Russ.)
4. Ahterov A.V., Kiril'chenko A.A Osnovy teoreticheskoj robototehniki. Iskusstvennye nejronnye seti. Obzor // Preprinty IPM im. M.V. Keldysha. 2008. № 2. 20 s. (in Russ.)
6. Ossovskij S. Nejronnye seti dlja obrabotki informacii. M.: Finansy i statistika, 2002. 345 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

Смородин В.С., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой математических проблем управления и информатики Гомельского государственного университета им. Ф. Скорины.

Прохоренко В.А., ассистент кафедры математических проблем управления и информатики Гомельского государственного университета им. Ф. Скорины.

Information about the authors

Smorodin V.S., D.Sci, professor, head of the department of mathematical problems of control and informatics of Gomel state university named after F. Skorina.

Prokhorenko V.A., assistant of the department of mathematical problems of control and informatics of Gomel state university named after F. Skorina.

Адрес для корреспонденции

246019, Республика Беларусь,
г. Гомель, ул. Советская, 104,
Гомельский государственный
университет им. Ф. Скорины
тел. +375-29-329-27-99;
e-mail: smorodin@gsu.by
Смородин Виктор Сергеевич

Address for correspondence

246019, Republic of Belarus,
Gomel, Sovetskaya str., 104,
Gomel state university
named after F. Skorina
tel. +375-29-329-27-99;
e-mail: smorodin@gsu.by
Smorodin Victor Sergeevich

УДК 621.373.5

ТЕМПЕРАТУРНЫЕ СВОЙСТВА ГЕНЕРАТОРНЫХ МОДУЛЕЙ СВЧ

А.Я. БЕЛЬСКИЙ, А.В.ГУСИНСКИЙ, Е.Н. ЗАЦЕПИН

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 2 апреля 2018

Аннотация. Проводится анализ воздействия температуры на нестабильность частоты автогенератора, выполненного на основе металлического волновода. Оценивается изменение электрофизических свойств активного элемента и конструктивных элементов стабилизирующего резонатора. Даются рекомендации по улучшению температурной нестабильности частоты.

Ключевые слова: температурная нестабильность, частота генератора, способ улучшения.

Abstract. It's made an analysis of the temperature effect on the frequency instability of a generator made on the basis of a metal waveguide. In addition, the change in the electrophysical properties of the active element and the structural elements of the stabilizing resonator is estimated. Recommendations for improvement of the temperature instability of the frequency are given**.**

Keywords: frequency instability, frequency of a generator, way for improvement.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 118, No. 8, pp. 36-41
Temperature properties of microwave generator modules
A.Y. Belski, A.V. Gusinski, E.N. Zatsepin

Введение

Температурная нестабильность частоты является очень важным параметром генераторов. Стабилизации частоты СВЧ генераторов может осуществляться с помощью дисперсионных [1, 2], объемных и, в последние годы, диэлектрических резонаторов [3]. Достаточно простой и эффективный способ уменьшения кратковременной нестабильности частоты изложен в работе [1]. Однако в ряде случаев необходимо знать долговременную нестабильность частоты при работе генератора в широком диапазоне температур. Этот вопрос рассматривается в нижеприведенной работе.

Теоретический анализ. Для волноводного прямоугольного резонатора при температурном воздействии и изменении при этом размеров волновода изменение генерируемой частоты df можно оценить с помощью следующей формулы, используя выражение для длины волны в прямоугольном волноводе:

$$\lambda_{\text{В}} = \lambda_0 / [(1-(\omega_{kp}/\omega)^2]^{1/2}, \ \lambda_0 = C/f. \quad (1)$$

$$df = -(S_a \cdot \Delta a + S_l \cdot \Delta l), \quad (2)$$

где

$$S_\alpha = \frac{C}{2a^3(1/a^2 + 1/l^2)^{1/2}}, \quad (3)$$

$$S_l = \frac{C}{2l^3(1/a^2 + 1/l^2)^{1/2}}. \quad (4)$$

Таким образом, результирующее изменение частоты:

$$\Delta F = -\frac{C}{2\sqrt{1/a^2 + 1/l^2}}(\Delta a / a^3 + \Delta l / l^3). \qquad (5)$$

Следует учитывать, что $a = f(T), l = f(T)$. В этих формулах: Δа и Δl – изменение ширины и длины волновода соответственно; S_a – крутизна изменения частоты за счет изменения ширины; S_l – крутизна изменения частоты за счет изменения длины; C – скорость света; f – частота генерируемых колебаний; $\omega_{кр}$ – критическая частота волновода; T – температура.

Относительное влияние ширины и длины резонатора на температурную нестабильность частоты можно оценить, если сравнить S_a и S_l, при этом получим $S_a/S_l = l^3/a^3 >> 1$, так как практически всегда выполняется условие $l > a$. Таким образом, видно, что изменение ширины значительно сильнее сказывается на температурной нестабильности частоты, чем изменение длины волноводного резонатора. На рис.1 приведено расчетное изменение частоты генератора на основе медного полуволнового прямоугольного волноводного резонатора в диапазоне температур 100 градусов.

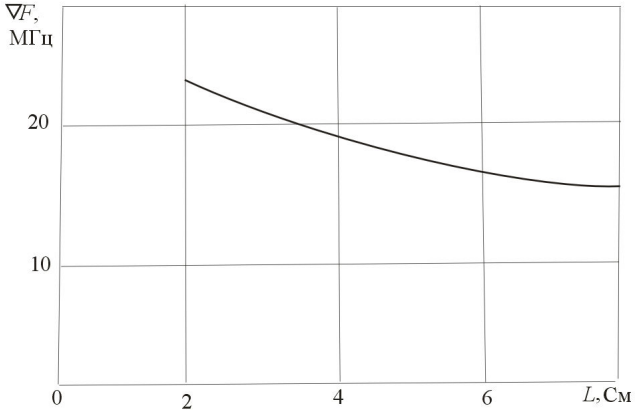


Рис. 1. Расчетное изменение частоты в зависимости от длины резонатора в диапазоне температур 100 градусов

Температурный уход частоты определяется не только свойствами резонатора, но и температурной зависимостью электрофизических параметров активного элемента (диода). В диапазоне СВЧ используется чаще всего арсенид галлия *n*-типа. Типичная зависимость удельной проводимости от температуры приведена на рис. 2 [4]. С ростом температуры увеличивается концентрация носителей, что приводит к росту удельной проводимости примерно пропорционально $T^{3/2}$, а при очень высокой концентрации уменьшается подвижность носителей заряда, и проводимость падает пропорционально $T^{-3/2}$. При очень высокой температуре происходит ионизация атомов собственного полупроводника, и удельная электропроводность резко увеличивается.

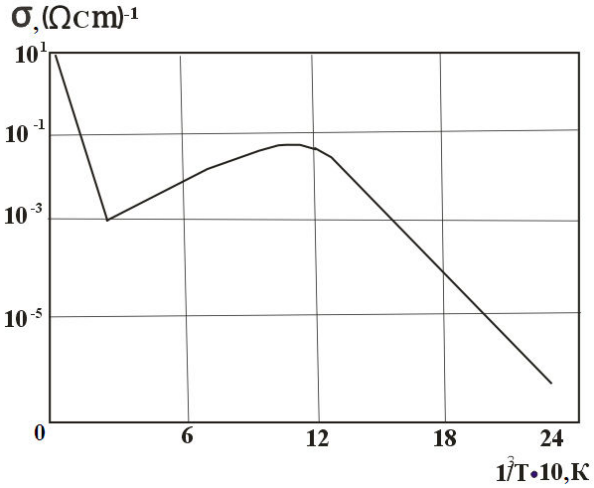


Рис. 2. Зависимость удельной проводимости полупроводника от температуры

Следует также учитывать, что с ростом концентрации при росте температуры падает подвижность носителей заряда, а это также влияет на частоту генерации. Примерная зависимость подвижности электронов и дырок от концентрации носителей заряда для арсенида галлия показана ниже (рис. 3) [5].

Видно, что увеличение концентрации носителей приводит к уменьшению подвижности примесных полупроводников как *p*, так и *n*-типа.

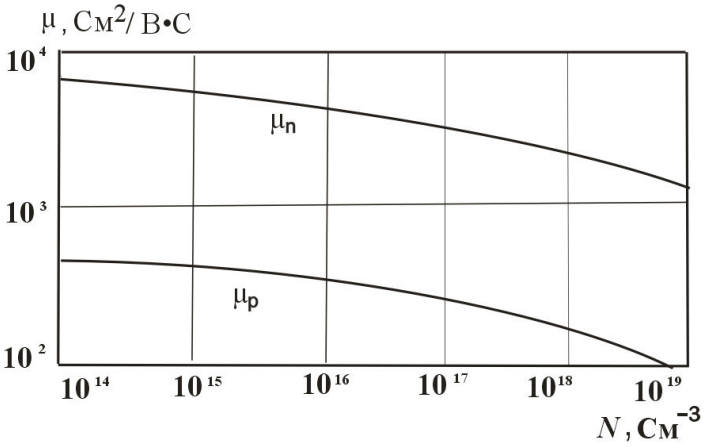


Рис. 3. Зависимость подвижности электронов и дырок от их концентрации

Как известно, удельная проводимость σ полупроводника определяется выражением

$$\sigma = q(n\mu_n + p\mu_p), \qquad (6)$$

где μ – подвижность электронов и дырок соответственно, *n* и *p* – их концентрация. Таким образом, изменение температуры приводит к изменению импеданса активного элемента и, следовательно, к изменению частоты.

При определении температурных коэффициентов величины питающих напряжений или токов источника питания, а также коэффициент стоячей волны нагрузки в диапазоне температур считаются неизменными. В зависимости от вида частотных характеристик генератора могут быть предложены те или другие способы термокомпенсации.

На рис. 4 приведена экспериментально снятая зависимость частоты генератора на диоде Ганна от величины напряжения источника питания. Если не предъявляются жесткие требования к стабильности мощности, а только к стабильности частоты, что чаще всего необходимо, то температурный уход частоты можно обеспечить, установив, например, терморезистор в какой-то точке корпуса генератора и подсоединив его в определенный узел схемы стабилизатора источника питания.

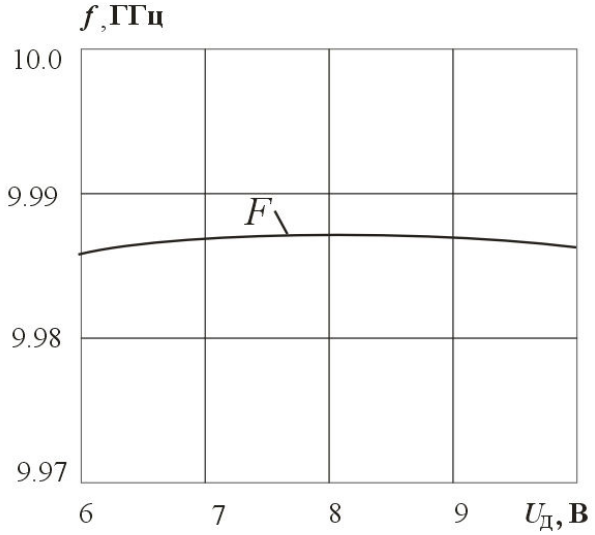


Рис. 4. Режимное изменение частоты генератора

Если стабилизатор источника питания выполнен по следующей схеме (рис. 5), то терморезистор с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления можно включить в нижнюю часть делителя регулятора выходного напряжения либо в верхнюю часть, в зависимости от того, где находится рабочая точка на оси $U_Д$ (рис. 4).

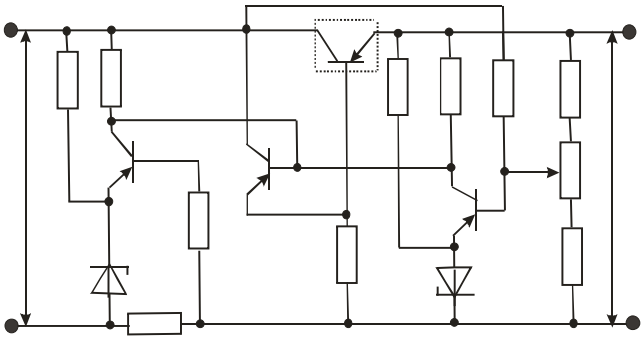


Рис. 5. Принципиальная схема стабилизатора источника питания

Еще одна возможность улучшения стабильности частоты – это синхронизация внешним высокостабильным сигналом. Как показали исследования [6], синхронизирующий сигнал может быть на 30…50 дБ меньше, чем синхронизируемый сигнал. В работе [7] синхронизирующий сигнал от кварцевого генератора вводился в цепь питания диода Ганна через высокочастотный трансформатор (рис. 6), что значительно улучшало кратковременную и долговременную стабильность частоты.

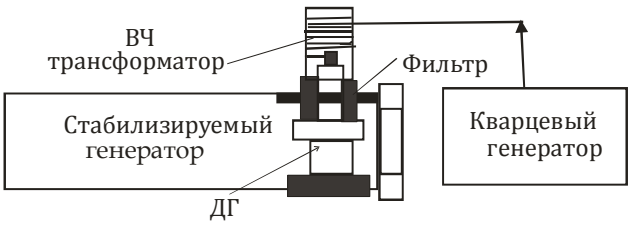


Рис. 6. Устройство, поясняющее кварцевую синхронизацию частоты

В волноводном генераторе (рис. 7) наиболее просто осуществить термокомпенсацию ухода частоты, выбирая соответствующим образом размеры перестроечного плунжера и тип материала, из которого он изготавливается. Поскольку длина собственно волновода $L_В$ всегда больше длины перестроечного плунжера $L_{Пл}$, то для компенсации ухода частоты плунжер необходимо изготавливать из материала с большим температурным коэффициентом линейного расширения, чем волновод. Кроме того, необходимо этим же плунжером компенсировать уход частоты, обусловленный изменением ширины волновода.

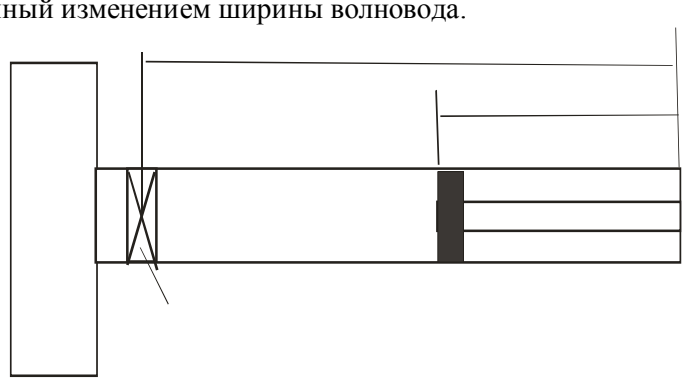


Рис. 7. Конструкция генератора с термокомпенсирующим поршнем

Таким образом, с ростом температуры увеличение длины волновода должно приводить к уменьшению частоты генератора, а увеличение длины плунжера – к ее увеличению, в результате осуществляется термокомпенсация. Поэтому можно запись

$$-\Delta F = df_{пл} = 0, \qquad (7)$$

где $df_{пл}$ – компенсация температурного ухода частоты за счет изменения длины плунжера.

При этом в расчетах используем выражение (3), считая $a = \text{const}$, а $df_{\text{пл}} = f(T)$. Поскольку $L_{\text{в}} > L_{\text{пл}}$, то ясно, что стержень плунжера должен быть изготовлен из материала с температурным коэффициентом линейного расширения большим, чем волновод. Такими материалами могут служить различного вида пластмассы, имеющие температурный коэффициент линейного расширения примерно на порядок больший, чем у металлов. Это позволяет значительно уменьшить длину стержня, на котором крепится короткозамыкатель. Экспериментальная зависимость температурного ухода частоты данной конструкции генератора на основе латунного волновода приведена на рис. 8.

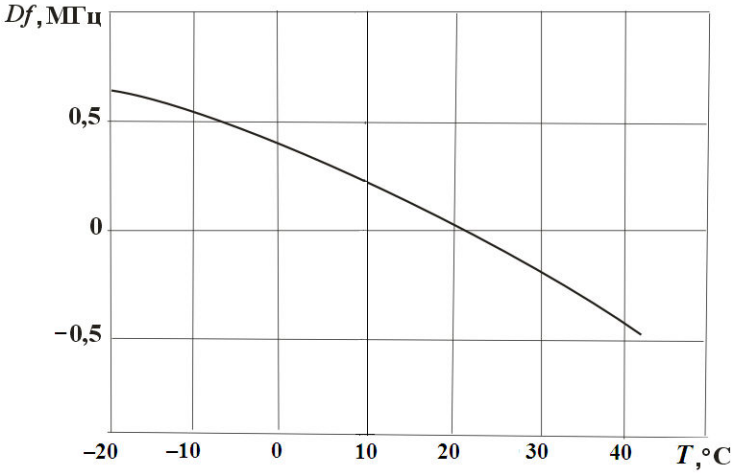


Рис. 8. Экспериментальная зависимость изменения частоты генератора с термокомпенсацией от температуры

Из графика (рис. 8) следует, что температурный уход частоты составил около 20–40 кГц на 1 ºС, что примерно на порядок лучше, чем результаты, приведенные в работе [3]. Разница температур корпуса диода и корпуса волновода находилась в пределах 7–10 °С, что позволяет рассчитать тепловое сопротивление [8]:

$$R_{\text{Т}} = (T_{\text{Д}} - T_{\text{В}}) / \text{P}_{\text{потр}} = 10 / (8 \cdot 0,4) = 3,3\ ^{\circ}\text{C/Вт}\ . \qquad (8)$$

Зная тепловое сопротивление, можно при конструировании, например, микрополосковых устройств, рассчитать необходимую площадь радиатора.

Заключение

Проведен анализ причин температурной нестабильности частоты СВЧ генераторов. Показано, что основными способами ее улучшения являются термокомпенсация с помощью источников питания, кварцевая синхронизация на гармониках, температурная компенсация за счет перестроечных элементов конструкции генератора. Оценивается величина теплового сопротивления корпус диода – радиатор.

Список литературы

1. Муравьев В.В., Савельев В.Я., Бельский А.Я. // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. 1974. № 8. С. 88–90.
2. Бельский А.Я. Дробот С.В,. Зацепин Е.Н Особенности расчета шумовых характеристик генераторов, стабилизированных дисперсионным резонатором // Изв. Нац. академии наук Беларуси. Сер. физ.-техн. наук. 2011. № 3. С. 107–110.
3. Диэлектрические резонаторы / под ред. М.Е. Ильченко. М.: Радио и связь, 1989. 328 с.
4. Moschwizer A., Lunze. K. Halbleiterelektronik. VEB VERLAG BERLIN, 1975. 559 p.
5. Шур. М. Современные приборы на основе арсенида галлия. М.: Мир, 1991. 632 с.
6. Бельский, А.Я., Дробот С.В., Зацепин Е.Н. Некоторые особенности характеристик внешней синхронизации твердотельных генераторов // Докл. БГУИР. 2013. № 7 (77). С. 19–24.
7. Новоженин В.М. Исследование флюктуаций частоты генератора Ганна // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. 1980. Т. XXXIII, № 10. С. 26–29.
8. Алфеев В.Н. Радиотехника низких температур. М.: Сов. радио, 1966. 368 с.

References

1. Murav'ev V.V., Savel'ev V.Ja., Bel'skij A.Ja. // Izv. vuzov SSSR. Radiojelektronika. 1974. № 8. S. 88–90. (in Russ.)
2. Bel'skij A.Ja. Drobot S.V,. Zacepin E.N Osobennosti rascheta shumovyh harakteristik generatorov, stabilizirovannyh dispersionnym rezonatorom // Izv. Nac. akademii nauk Belarusi. Ser. fiz.-tehn. nauk. 2011. № 3. S. 107–110. (in Russ.)
3. Dijelektricheskie rezonatory / pod red. M.E. Il'chenko. M.: Radio i svjaz', 1989. 328 s. (in Russ.)
4. Moschwizer A., Lunze. K. Halbleiterelektronik. VEB VERLAG BERLIN, 1975. 559 p.
5. Shur. M. Sovremennye pribory na osnove arsenida gallija. M.: Mir, 1991. 632 s. (in Russ.)
6. Bel'skij, A.Ja., Drobot S.V., Zacepin E.N. Nekotorye osobennosti harakteristik vneshnej sinhronizacii tverdotel'nyh generatorov // Dokl. BGUIR. 2013. № 7 (77). S. 19–24. (in Russ.)
7. Novozhenin V.M. Issledovanie fljuktuacij chastoty generatora Ganna // Izv. vuzov SSSR. Radiojelektronika. 1980. T. XXXIII, № 10. S. 26–29. (in Russ.)
8. Alfeev V.N. Radiotehnika nizkih temperatur. M.: Sov. radio, 1966. 368 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

Бельский А.Я., к.т.н., доцент кафедры электроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Гусинский А.В., к.т.н., доцент кафедры защиты информации Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Зацепин Е.Н., к.т.н., доцент кафедры инженерной психологии и эргономики 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. +375-17-293-84-42;
e-mail: avggus@mail.ru
Гусинский Александр Владимирович

Information about the authors

Belsky A.Y., PhD, associate professor of electronics department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Gusinski A.V., PhD, associate professor of information security department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Zatsepin E.N., PhD, associate professor of department of human engineering and ergonomics of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki, 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
Tel. +375-17-293-84-42;
E-mail: avggus@mail.ru
Gusinski Alexander Vladimirovich

УДК 519.2

ОБОБЩЕННОЕ НЕРАВЕНСТВО КРАМЕРА–РАО ДЛЯ МОМЕНТОВ ПЛОТНОСТИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ОШИБКИ ОЦЕНИВАНИЯ

А.В. ОВСЯННИКОВ[1], В.М. КОЗЕЛ[2]

[1]*Белорусский государственный университет, Республика Беларусь*

[2]*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь*

Поступила в редакцию 19 апреля 2018

Аннотация. В работе, при дополнительных условиях регулярности статистического эксперимента, выведена система неравенств, являющаяся обобщением известного неравенства Крамера–Рао. Система таких неравенств позволяет находить нижние границы произвольных четных моментов ошибок оценок неизвестных параметров. Найдены соотношения, позволяющие аппроксимировать и численно рассчитать плотность распределения ошибки оценивания при ограниченном наборе кумулянтных коэффициентов.

Ключевые слова: регулярный статистический эксперимент, обобщенное статистическое неравенство, информация Фишера.

Abstract. In this paper it's obtained a generalized system of statistical inequalities under additional conditions of regularity of the statistical experiment, which is a generalization of the Cramer–Rao inequality. The resulting system of inequalities allows to find the lower bounds of arbitrary even error moments of estimates of unknown parameters. It's found relations which allow one to approximate and numerically calculate the distribution density of the estimation error with a limited set of cumulant coefficients.

Ключевые слова: regular statistical experiment, generalized statistical inequality, Fisher information.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 118, No. 8, pp. 42-48
Generalized Kramer–Rao inequality for the moments of distribution of estimation error
A.V. Ausiannikau, V.M. Kozel

Введение

Одной из наиболее распространенных задач статистической обработки данных является задача оценивания неизвестных параметров. Важный элемент этой задачи – оценка качества результатов применительно к сравнению методов и алгоритмов, используемых для оценивания, а также определению лучших по точности оценок [1–4]. В этой связи существенные результаты в области теории оценивания связываются с понятиями достаточности, состоятельности и эффективности. Применение достаточных статистик для нахождения несмещенных оценок с минимальной дисперсией исследовано в работах Фреше, Крамера, Сэвиджа, Рао и др. Обширная литература, посвященная этой тематике, приведена, например, в [1, 2].

При регулярном статистическом эксперименте наиболее известным, с ясным физическим смыслом является неравенство Крамера–Рао [1, 3], определяющее нижнюю границу дисперсии ошибки оценки неизвестного информационного параметра. Цель статьи – показать, что при более сильных условиях регулярности неравенство Крамера–Рао может быть обобщено для произвольных четных моментов ошибок оценок.

Общее неравенство Крамера–Рао

Пусть имеется однородная выборка независимых данных $\mathbf{r}=\{r_1,..., r_n\}$, с плотностью $f=f(\mathbf{r}\,|\,\vartheta)$, где ϑ – неизвестный скалярный параметр со значением, принадлежащем интервалу действительной оси. Выборочным пространством в этом случае является n-мерное пространство $\mathbf{R}=R^n$, на котором определена плотность f.

Рассмотрим задачу оценивания скалярного параметра ϑ в стандартных условиях регулярности статистического эксперимента (СЭ) [1], полагая, что: $f=f(\mathbf{r}\,|\,\vartheta)$ – непрерывна на $\mathbf{r}$; $f'=\partial f/\partial\vartheta$ – производная существует, непрерывна на $\mathbf{r}$; $I_{ф,n}=\mathbf{M}\left[f'/f\right]^2$ – информация Фишера существует и конечна. Здесь и далее $\mathbf{M}$ – символ математического ожидания.

Обозначим $\Delta\vartheta=\vartheta^*-\vartheta$, где $\vartheta^*=G_\vartheta(\mathbf{r})$ – оценка параметра ϑ по результатам n наблюдений. Рассмотрим функцию смещения, которую определим как

$$b_i(\vartheta)=\int\limits_{\mathbf{R}}\Delta\vartheta^i f d\mathbf{r},\quad b_0(\vartheta)=\int\limits_{\mathbf{R}} f d\mathbf{r}=1. \tag{1}$$

К стандартным условиям регулярности [1] добавим следующие:

1) $f^{(i)}=\partial^i f/\partial\vartheta^i$ существует $\forall\ i=\overline{0,m}$;

2) $I_{i,n}=\mathbf{M}\left[f^{(i)}/f\right]^2$ существует и конечно $\forall\ i=\overline{0,m}$.

Величину $I_{i,n}$ можно охарактеризовать как обобщенную информацию Фишера i-го порядка относительно информационного параметра ϑ.

Заметим, для однородной выборки с независимыми данными при $i=1$ величина $I_{1,n}$ представляет собой информацию Фишера о параметре ϑ, которая вычисляется по формуле $I_{1,n}=nI_{1,1},\ I_{1,1}=I_{ф,1}$.

Дифференцирование функции смещения (1) по параметру ϑ i раз дает

$$b_i^{(i)}=\partial^i b_i(\vartheta)/\partial\vartheta^i=\sum_{j=0}^{i}a_{i,j}\int\limits_{\mathbf{R}}\Delta\vartheta^j f_\vartheta^{(j)}d\mathbf{r}, \tag{2}$$

где коэффициенты $a_{i,j}$ определяются системой рекуррентных соотношений

$$\begin{cases} a_{i,j}=0, & \forall\ i<j,\\ a_{i,j}=1, & \forall\ i=j,\ i,j=\overline{0,m},\\ a_{i,0}=(-1)^i i!, & \forall\ i=\overline{1,m},\\ a_{i,j}=\dfrac{i}{j!}\left[a_{i-1,j-1}(j-1)!-a_{i-1,j}\,j!\right], & \forall\ i=\overline{1,m},\ j=\overline{1,i}. \end{cases} \tag{3}$$

Матрица $\mathbf{A}=\left[a_{i,j}\right]$ является нижней треугольной матрицей размерностью $m\times m$. Причем обратную матрицу $\mathbf{A}^{-1}$ образуют элементы $|a_{i,j}|$, т. е. $\left[a_{i,j}\right]^{-1}=\left[|a_{i,j}|\right]\ \forall\ i,j=\overline{0,m}$. Примеры матриц $\mathbf{A}$, $\mathbf{A}^{-1}$ размером 6×6 приведены ниже.

$$\mathbf{A}=\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 2 & -4 & 1 & 0 & 0 & 0\\ -6 & 18 & -9 & 1 & 0 & 0\\ 24 & -96 & 72 & -16 & 1 & 0\\ -120 & 600 & -600 & 200 & -25 & 1 \end{bmatrix},\quad \mathbf{A}^{-1}=\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 2 & 4 & 1 & 0 & 0 & 0\\ 6 & 18 & 9 & 1 & 0 & 0\\ 24 & 96 & 72 & 16 & 1 & 0\\ 120 & 600 & 600 & 200 & 25 & 1 \end{bmatrix}.$$

Используем указанное выше свойство матрицы **A** для решения системы линейных уравнений (2). Получим

$$\int_{\mathbf{R}} \Delta\vartheta^i f^{(i)} d\mathbf{r} = \sum_{j=0}^{i} |a_{i,j}|\, b_j^{(j)}\,, \quad i=\overline{0,m}\,. \tag{4}$$

Преобразуем левую часть равенства (4). Умножив и разделив подынтегральное выражение равенства (4) на f, возведем его в квадрат и далее применим неравенством Коши-Буняковского-Шварца [5], получаем

$$\left[\int_{\mathbf{R}} \Delta\vartheta^i f^{\frac{1}{2}} f^{(i)} f^{-\frac{1}{2}} d\mathbf{r}\right]^2 \le \int_{\mathbf{R}} \Delta\vartheta^{2i} f d\mathbf{r} \int_{\mathbf{R}} \left[f^{(i)}/f\right]^2 f d\mathbf{r}\,. \tag{5}$$

Откуда в компактной форме записи следует обобщенное неравенство

$$\left[\sum_{j=0}^{i} |a_{i,j}|\, b_j^{(j)}\right]^2 \le \mathbf{M}\Delta\vartheta^{2i}\ \mathbf{M}\left[f^{(i)}/f\right]^2,\ \ i=\overline{0,m}\,. \tag{6}$$

Для $i=1$ из обобщенного неравенства (6) получаем неравенство Крамера–Рао $\left[1+b_1^{(1)}\right]^2 / I_{1,n} \le \mathbf{M}\Delta\vartheta^2 = \mathbf{D}\Delta\vartheta$. Для $i = 2$ из неравенства (6) следует

$$\left[2+4b_1^{(1)}+b_2^{(2)}\right]^2 \le \mathbf{M}\Delta\vartheta^4\ \mathbf{M}\left[f^{(2)}/f\right]^2, \tag{7}$$

а в случае $i = 3$ –

$$\left[6+18b_1^{(1)}+9b_2^{(2)}+b_3^{(3)}\right]^2 \le \mathbf{M}\Delta\vartheta^6\ \mathbf{M}\left[f^{(3)}/f\right]^2. \tag{8}$$

Величины $\mathbf{M}\Delta\vartheta^{2i}$ характеризуют четные моменты ошибки оценивания $\Delta\vartheta$. При этом классическое неравенство Крамера–Рао определяет только нижнюю границу дисперсии ошибки оценки. Для несмещенных оценок из выражения (6) получаем

$$\mathbf{M}\Delta\vartheta^{2i} \ge \frac{i!^2}{\mathbf{M}\left[f^{(i)}/f\right]^2} = \frac{i!^2}{I_{i,n}} = \min \mu_{2i}(n)\ . \tag{9}$$

Для вычисления информации Фишера i-го порядка можно воспользоваться рекуррентной формулой $\mathbf{M}Z_{i+1}^2 = \mathbf{M}\left(Z_i'\right)^2 - 2\mathbf{M}Z_i' Z_i\, Z_1 + \mathbf{M}Z_i^2 Z_1^2$, $Z_i = -f^{(i)}/f$.

Для оценок, у которых смещение задано, эффективная оценка будет удовлетворять равенству в формуле (6), а для несмещенных – равенству в формуле (9). Равенство в выражениях (6)–(9) для любых индексов i обеспечивается при условии

$$f^{(i)}/f = K_i(\mathbf{r},\vartheta)\Delta\vartheta^i\,, \tag{10}$$

где $K_i(\mathbf{r},\vartheta)$ – функция, не зависящая от оценки ϑ^*.

Сделаем ряд важных замечаний, следующих из (6), (9), (10). Во-первых, нетрудно убедиться, что для произвольных значений $i \ge 2$ уравнения (10) гауссовская плотность распределения f не является его решением. Во-вторых, не существует такого единственного распределения f, которое являлось бы решением (10) для всех или нескольких значений i.

Исходя из сказанного, можно сделать вывод о том, что эффективная оценка может существовать лишь для конкретного значения i уравнения (10) при выполнении для остальных i неравенств (9). Так, в случае $i = 1$ под эффективной оценкой неизвестного параметра ϑ понимается та, при которой минимизируется дисперсия ошибки оценки

$\mathbf{M}\Delta\vartheta^2 = \min\mu_2(n) = \left[1 + b_1^{(1)}\right]^2 / I_{1,n}$ и для остальных моментов $\mathbf{M}\Delta\vartheta^{2i}$ выполняются неравенства (6)–(9). В случае i=2 под эффективной оценкой следует понимать ту, при которой минимизируется четвертый момент распределения ошибки оценивания $\mathbf{M}\Delta\vartheta^4 = \min\mu_4(n) = \left[2 + 4b_1^{(1)} + b_2^{(2)}\right]^2 / I_{2,n}$ и справедливы неравенства (6)–(9) для всякого значения $i \neq 2$. В общем случае для произвольного значения $i = q$ эффективной будет считаться та оценка, для которой выполняется равенство $\mathbf{M}\Delta\vartheta^{2q} = \min\mu_{2q}(n) = \left[\sum_{j=0}^{q} |a_{q,j}|\, b_j^{(j)}\right]^2 / I_{q,n}$ и справедливы неравенства (6)–(9) для всякого значения $i \neq q$.

Нижние границы моментов плотности распределения ошибки оценивания

Полученные выше неравенства (6)–(9) позволяют рассчитать нижние границы для моментов плотности распределения ошибки оценивания при известном, заданном вероятностном законе распределения шума СЭ. Однако представляется целесообразным анализировать приведенные выше неравенства не для отдельных законов распределения шума, а для их классов. Реализация современных алгоритмов обработки результатов СЭ должна ориентироваться на: существенное разнообразие аналитических моделей распределений шумов; продвижение идей устойчивых и непараметрических методов в прикладной статистике.

В связи с этим, далее, конкретизируем полученные теоретические выражения для классов распределений шумов, используемых при построении алгоритмов устойчивого (робастного) оценивания [6, 7]. Устойчивость оценки неизвестных информационных параметров на классе распределений шумов СЭ гарантирует, что $\mathbf{D}[\Delta\vartheta, f] \le \mathbf{D}[\Delta\vartheta, f^*] = \max \mathbf{D}\Delta\vartheta$, где $f, f^* \in \Re$, $\Re$ – класс распределений, f^* – «наихудшая» в смысле приведенного неравенства плотность распределения в этом классе.

В табл. 1 приведены результаты расчетов для двух наиболее практически значимых классов распределений [6]. Первый класс $\Re_1 = \{f_1 : f_1(0) \ge \varepsilon > 0\}$ – класс всех невырожденных распределений с «наихудшим» в классе лапласовским распределением (первая строка табл. 1). Второй класс $\Re_2 = \{f_1 : \int x^2 f_1 dx \le d^2\}$ – класс распределений шумов с ограниченной дисперсией с «наихудшим» в классе гауссовским распределением (вторая строка табл. 1). Здесь f_1 – одномерное распределение.

В случае однородной выборки с n независимыми данными наблюдений при $i = 2$ из неравенства (9) может быть получено неравенство для четвертого момента ошибки оценки:

$$\mathbf{M}\Delta\vartheta^4 \ge \frac{4}{I_{2,n}} = \min\mu_4(n), \tag{11}$$

где величина $I_{2,n}$ определяется через информационные количества Фишера первого и второго порядка:

$$I_{2,n} = nI_{2,1} + 2n(n-1)I_{1,1}^2. \tag{12}$$

В табл. 1 приведены значения величин обобщенной информации Фишера $I_{1,n}$, $I_{1,n}$, $I_{2,n}$, значения $\min\mu_4(n)$, $\min\mu_{2i}(1)$ нижних границ моментов распределения ошибки оценивания математического ожидания ϑ, а также значения моментов одномерного распределения, являющегося «наихудшим» в классе. В табл. 1 обозначено: $\Gamma(x)$ – гамма функция.

Таблица 1. **Информационные характеристики «наихудших» распределений в классе**

Класс распре-делений	Распре-деление f_1^*	Параметры распределения f^*					
		$I_{i,1}$	$I_{1,n}$	$I_{2,n}$	$\min \mu_4(n)$	$\mathbf{M}(r-\theta)^{2i}$	$\min \mu_{2i}(1)$
$\Re_1$	$\dfrac{e^{-\sqrt{\frac{2}{d}}\lvert r-\vartheta\rvert}}{\sqrt{2d}}$	$\left(\dfrac{2}{d}\right)^i$	$\dfrac{2n}{d}$	$\dfrac{4n(2n-1)}{d^2}$	$\dfrac{d^2}{n(2n-1)}$	$\dfrac{(2i)!d^i}{2^i}$	$\dfrac{i!^2 d^i}{2^i}$
$\Re_2$	$\dfrac{e^{-\frac{(r-\vartheta)^2}{2d}}}{\sqrt{2\pi d}}$	$\dfrac{i!}{d^i}$	$\dfrac{n}{d}$	$\dfrac{2n^2}{d^2}$	$\dfrac{2d^2}{n^2}$	$\dfrac{(2d)^i\,\Gamma\left(\frac{1}{2}+i\right)}{\sqrt{\pi}}$	$i!d^i$

Пример. Пусть $i = 1$. Для существования эффективной оценки параметра математического ожидания ϑ плотность распределения шума должна удовлетворять дифференциальному уравнению $f_1'/f_1 = K\Delta\vartheta$, где f_1 – одномерное распределение. Этому уравнению удовлетворяет решение $f_1 = Ce^{-C_1\Delta\vartheta^2}$ с параметром $K = -2C_1$. Постоянные коэффициенты $C = (2\pi d)^{-1/2}$ и $C_1 = 1/2d$ находим из уравнений: $\int f_1 d\Delta\vartheta = 1$ – условие нормировки, $M\Delta\vartheta^2 = \int \Delta\vartheta^2 f_1 d\Delta\vartheta = I_{1,1}^{-1} = d$ – равенство второго момента ошибки оценки (9) нижней границе (см. вторую строку табл. 1). Также замечаем, что остальные неравенства (9) для $i > 1$ выполняются, поскольку $M\Delta\vartheta^{2i} = \int \Delta\vartheta^{2i} f_1 d\Delta\vartheta = \dfrac{(2d)^i\,\Gamma(1/2+i)}{\sqrt{\pi}} > i!d^i$.

Плотность распределения ошибки оценивания

Полученная система неравенств (6), (9) с нижними границами моментов обобщает неравенство Крамера–Рао. В рамках теории оценивания принято ориентироваться на обеспечение минимальной дисперсии ошибки оценки, опираясь на эффект нормализации процесса обработки. В то же время представляет интерес исследование распределения ошибки оценивания, определяемого нижними границами моментов (9).

На основании системы неравенств (9), используя нижние границы моментов ошибки оценивания, можно построить аппроксимацию плотности распределения модельным распределением [8]. Характеристическая функция, выраженная через кумулянты $\aleph_\nu$ распределения, имеет вид $\Phi(jt) = \exp\left[\sum_{\nu=1}^{\infty} \dfrac{\aleph_\nu}{\nu!}(jt)^\nu\right]$. Оборвав ряд кумулянтов, можно приближенно представить неизвестное одномерное вероятностное распределение ошибки оценивания $f(\Delta\vartheta)$ модельным распределением k-го порядка:

$$f_k(\Delta\vartheta) = \frac{C_k}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \Phi_k(jt)\exp(-jt\Delta\vartheta)dt\,, \qquad (13)$$

где $\Phi_k(jt) = \exp\left[\sum_{\nu=1}^{k} \dfrac{\aleph_\nu}{\nu!}(jt)^\nu\right]$ – модельное приближение характеристической функции k-го порядка, C_k – нормирующая константа. В частности, модельное приближение второго порядка является гауссовым приближением, а модельное приближение четвертого порядка – эксцессным приближением, соответствующим эксцессному распределению [8]. Оно учитывает отличие от нуля первых четырех кумулянтов и представляет собой простейшее негауссовское приближение. В нашем случае эксцессное приближение плотности распределения ошибки оценивания будет определяться характеристической функцией четвертого порядка

$\Phi_4(jt) = \exp\left[-\frac{\aleph_2}{2}t^2 + \frac{\aleph_4}{24}t^4\right]$. Выразив кумулянты через моменты распределения ошибки оценивания с использованием их нижних границ (9), получим

$$\Phi_4(jt) = \exp\left[-\frac{1}{2I_{1,n}}t^2 + \left(\frac{1}{6I_{2,n}} - \frac{1}{8I_{1,n}^2}\right)t^4\right]. \quad (14)$$

Воспользовавшись результатами, приведенными в табл. 1 (величины $I_{1,n}$, $I_{2,n}$), на основании формулы (14) получаем следующие выражения характеристических функций ошибки оценивания для случая гауссовского и лапласовского распределения шума СЭ:

$$\Phi_{\text{лапл}}(jt) = \exp\left[-\frac{d}{4n}t^2 - \frac{(4n-3)d^2}{48n^2(2n-1)}t^4\right], \quad (15)$$

$$\Phi_{\text{гаус}}(jt) = \exp\left[-\frac{d}{2n}t^2 - \frac{d^2}{24n^2}t^4\right]. \quad (16)$$

Результаты расчета модельной плотности распределения ошибки оценивания с параметром $d = 1$ в зависимости от n данных СЭ приведены на рис. 1–3. На рис. 1 приведены результаты численного расчета (13) для характеристической функции (16) и различных значений n (кривые 2–4) в сравнении с одномерным гауссовским распределением шума (кривая 1). На рис. 2 приведены результаты численного расчета (13) для характеристической функции (15) и различных значений n (кривые 2–4) в сравнении с одномерным лапласовским распределением шума (кривая 1). На рис. 3 представлено сравнение модельных распределений ошибки оценки при различных одномерных распределениях шума (кривые 1, 2 – гауссовское; кривые 3, 4 – лапласовское) и различных значениях n.

Результаты численного расчета модельной плотности распределения ошибки оценивания дают представление о ее форме и изменении в зависимости от объема данных n.

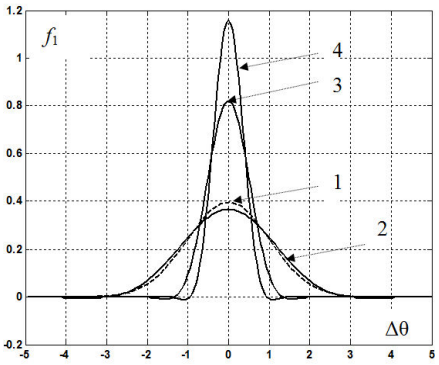


Рис. 1. Одномерное гауссовское распределение (1); характеристики, полученные в результате численного расчета при $n = 1$ (2), $n = 5$ (3), $n = 10$ (4)

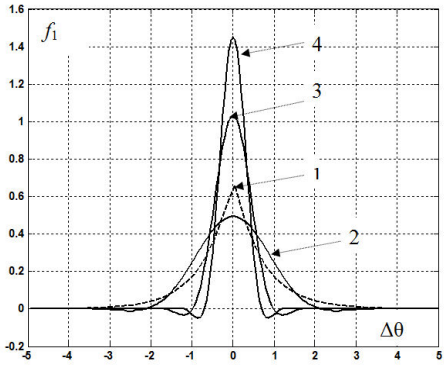


Рис. 2. Одномерное лапласовское распределение (1); характеристики, полученные в результате численного расчета при $n = 1$ (2), $n = 5$ (3), $n = 10$ (4)

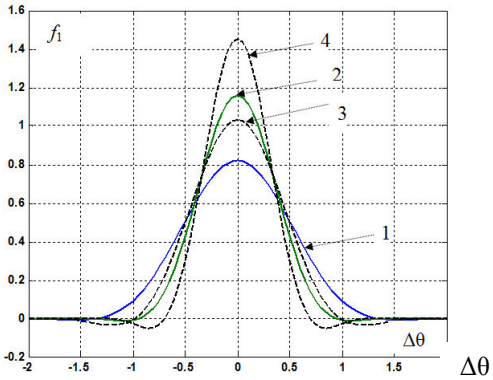


Рис. 3. Модельные распределения ошибки оценки: 1 – гауссовский шум, $n = 5$; 2 – гауссовский шум, $n = 10$; 3 – лапласовский шум, $n = 5$; 4 – лапласовский шум, $n = 10$

Заключение

В работе получена система статистических неравенств для случая расширенных условий регулярности статистического эксперимента, которая обобщает известное неравенство Крамера–Рао. Определенная система неравенств позволяет находить нижние границы произвольных четных моментов ошибок оценок неизвестных параметров. Определение нижних границ моментных значений ошибок высших порядков дает возможность теоретически и численно рассчитывать плотность вероятности ошибки оценивания при ограниченном наборе кумулянтных коэффициентов.

Список литературы

1. Ибрагимов И.А., Хасьминский Р.З. Асимптотическая теория оценивания. М.: Наука, 1979. 528 с.
2. Крамер Г. Математические методы статистики. М.: Мир, 1975. 648 с.
3. Овсянников А.В. Статистические неравенства в сверхрегулярных статистических экспериментах теории оценивания // Весті нацыянальнай акадэміі навук Беларусі. Сер фіз-мат. навук. 2009. № 2. С. 106–110.
4. Орлов А.И. Современное состояние непараметрической статистики // Научный журнал КубГАУ. 2015. № 106 (02). С. 239–269.
5. Маршалл А., Олкин И. Неравенства: Теория мажоризации и ее приложения. М.: Мир, 1983. 576 с.
6. Цыпкин Я.З. Информационная теория идентификации. М.: Наука. Физматлит, 1995. 336 с.
7. Овсянников А.В. Робастно-адаптивный усилитель-ограничитель // Радиотехника. 2011. № 3. С. 85–89.
8. Малахов А.И. Кумулянтный анализ случайных негауссовых процессов и их преобразований. М.: Сов. радио, 1978. 376 с.

References

1. Ibragimov I.A., Has'minskij R.Z. Asimptoticheskaja teorija ocenivanija. M.: Nauka, 1979. 528 s. (in Russ.)
2. Kramer G. Matematicheskie metody statistiki. M.: Mir, 1975. 648 s. (in Russ.)
3. Ovsjannikov A.V. Statisticheskie neravenstva v sverhreguljarnyh statisticheskih jeksperimentah teorii ocenivanija // Vesti nacyjanal'naj akadjemii navuk Belarusi. Ser fiz-mat. navuk. 2009. № 2. S. 106–110. (in Russ.)
4. Orlov A.I. Sovremennoe sostojanie neparametricheskoj statistiki // Nauchnyj zhurnal KubGAU. 2015. № 106 (02). S. 239–269. (in Russ.)
5. Marshall A., Olkin I. Neravenstva: Teorija mazhorizacii i ejo prilozhenija. M.: Mir, 1983. 576 s. (in Russ.)
6. Cypkin Ja.Z. Informacionnaja teorija identifikacii. M.: Nauka. Fizmatlit, 1995. 336 s. (in Russ.)
7. Ovsjannikov A.V. Robastno-adaptivnyj usilitel'-ogranichitel' // Radiotehnika. 2011. № 3. S. 85–89. (in Russ.)
8. Malahov A.I. Kumuljantnyj analiz sluchajnyh negaussovyh processov i ih preobrazovanij. M.: Sov. radio, 1978. 376 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

Овсянников А.В., к.т.н., доцент кафедры информационных технологий Белорусского государственного университета.

Козел В.М., к.т.н., доцент кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220030, Республика Беларусь,
г. Минск, пр. Независимости, 4,
Белорусский государственный университет
тел. +375-17-209-58-94;
e-mail: andovs@mail.ru
Овсянников Андрей Витальевич

Information about the authors

Ausiannikau A.V., PhD, associate professor of information technologies department of Belarusian state university.

Kozel V.M., PhD, associate professor of information radiotechnologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Address for correspondence

220030, Republic of Belarus,
Minsk, Nezavisimosti av., 4,
Belarusian state university
tel. +375-17-209-58-94;
e-mail: andovs@mail.ru
Ausiannikau Andrei Vital'evich.

УДК 621.396.98

ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ДВУХКАНАЛЬНОГО АВТОКОМПЕНСАТОРА МЕШАЮЩИХ ИЗЛУЧЕНИЙ

С.М. КОСТРОМИЦКИЙ[1], А.П. ШУМСКИЙ[2], И.Н. ДАВЫДЕНКО[1]

[1]*Республиканское научно-производственное унитарное предприятие «Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси», Республика Беларусь*

[2]*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь*

Поступила в редакцию 20 апреля 2018

Аннотация. Задача оптимизации автокомпенсаторов мешающих излучений в РЛС с быстрым линейным сканированием является актуальной. Основной проблемой автокомпенсаторов с градиентным способом самонастройки являются большие динамические ошибки формирования весовых коэффициентов. Для снижения влияния динамических ошибок на эффективность компенсации используют расширение полос пропускания замкнутых контуров самонастройки. Однако в этом случае увеличивается вклад флуктуационных ошибок в суммарные ошибки. Существуют оптимальные значения параметров автокомпенсатора, при которых суммарные ошибки минимальны. В статье получены выражения для оптимальных параметров двухканального автокомпенсатора мешающих излучений с градиентным способом самонастройки при подавлении сигналов двух источников излучения. Для простоты рассматривается случай цепей самонастройки с первым порядком астатизма, а боковые лепестки основной диаграммы направленности описываются гармонической аппроксимацией. Полученные результаты подтверждаются имитационным моделированием двухканального автокомпенсатора.

Ключевые слова: двухканальный автокомпенсатор мешающих излучений, ошибки самонастройки, параметрическая оптимизация.

Abstract. The task of optimizing of the compensators of interfering radiations in radars with fast linear scanning is relevant. The main problem of autocompensators with a gradient self-tuning method is the large dynamic errors in the formation of weight coefficients. To reduce the impact of dynamic errors on compensation efficiency, the bandwidth extension of closed self-tuning circuits is used. However, in this case, the contribution of fluctuation errors to the total errors increases. There are optimal values of autocompensator parameters, at which the total errors are minimal. The article obtained expressions for the optimal parameters of a dual-channel auto-compensator for interfering radiations with a gradient self-tuning method when suppressing the signals of two radiation sources. For simplicity, the case of self-tuning chains with the first order of astatism is considered, and the side lobes of the main radiation pattern are described by harmonic approximation. The obtained results are confirmed by the simulation modeling of a two-channel auto-compensator.

Keywords: two-channel auto-compensator of interfering radiations, self-tuning errors, parametric optimization.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 118, No. 8, pp. 49-54
The optimal parameters of a two channel canseller of interfering emission
S.M. Kostromitski, A.P. Shumski, I.N. Davydzenka

Введение

Задача расчета оптимальных значений параметров цепей самонастройки автокомпенсаторов мешающих излучений, при которых суммарные ошибки самонастройки минимальны, является актуальной. Для случая одноканального автокомпенсатора помех анализ ошибок самонастройки и параметрическая оптимизация цепи самонастройки проводилась

в [1, 2]. Анализ ошибок самонастройки двухканального автокомпенсатора шумовых помех при наличии сигналов двух помеховых источников проводился в [3, 4]. Данная статья посвящена параметрической оптимизации цепей самонастройки двухканального автокомпенсатора шумовых помех, реализующего градиентный алгоритм формирования весовых коэффициентов и первый порядок астатизма цепей самонастройки.

Ошибки самонастройки автокомпенсатора мешающих излучений

Для двухканального автокомпенсатора мешающих излучений с первым порядком астатизма квадраты модулей динамических ошибок измерения весовых коэффициентов по скорости в предположении гармонической аппроксимации боковых лепестков диаграммы направленности основной антенны в эквивалентном ортонормированном базисе определяются выражениями [3]:

$$\left|\Delta W'_{\text{дин}-1}(t)\right|^2 = \left|A_1 \frac{\pi}{T}\frac{1}{K_V K_{\Pi}\lambda_1}\right|^2 \cos^2\left(\frac{\pi}{\Delta\theta_{0,5}}\left[\Omega t - \frac{\theta_1+\theta_2}{2}\right]\right),$$
$$\left|\Delta W'_{\text{дин}-2}(t)\right|^2 = \left|A_2 \frac{\pi}{T}\frac{1}{K_V K_{\Pi}\lambda_2}\right|^2 \sin^2\left(\frac{\pi}{\Delta\theta_{0,5}}\left[\Omega t - \frac{\theta_1+\theta_2}{2}\right]\right), \quad (1)$$

где K_V – коэффициент преобразования интегратора по скорости; K_{Π} – коэффициент передачи цепей корреляционной обратной связи по мощности; $\lambda_{1,2}$ – максимальное и минимальное собственные значения корреляционной матрицы сигналов помех, принятых компенсационными каналами; θ_1, θ_2 – угловое положение относительно нормали к основной антенне первой и второй помех; $T = \Delta\theta_{0,5}/\Omega$; $\Delta\theta_{0,5}$ – ширина диаграммы направленности основной антенны; $\Omega = \dfrac{d\theta(t)}{dt}$ – скорость углового вращения основной антенны;

$$A_1 = \frac{2\sigma^2}{\lambda_1}\frac{\sqrt{N}\sqrt{(1+\rho_{12})}}{\sqrt{2}}\cdot 2\cos\left(\frac{\pi}{\Delta\theta_{0,5}}\left[\frac{\theta_2-\theta_1}{2}\right]\right);\ A_2 = \frac{2\sigma^2}{\lambda_2}\frac{\sqrt{N}\sqrt{(1-\rho_{12})}}{\sqrt{2}}\cdot 2\sin\left(\frac{\pi}{\Delta\theta_{0,5}}\left[\frac{\theta_2-\theta_1}{2}\right]\right);$$

$\rho_{12} = \rho_{21}^* = \dfrac{\left(\mathbf{X}_2^+\right)\mathbf{X}_1}{N}$; «+» – знак эрмитова сопряжения; $\mathbf{X}_i$ – нормированный комплексный вектор амплитудно-фазового распределения на компенсационных антеннах, создаваемого сигналом i-го помехопостановщика; $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \sigma^2$ – средние мощности каждой из помех в компенсационных каналах; $N = 2$ – число компенсационных каналов.

Величины удвоенных дисперсий флуктуационных ошибок измерения весовых коэффициентов двухканального автокомпенсатора мешающих излучений в эквивалентном ортонормированном базисе не зависят от номера эквивалентного контура самонастройки и определяются выражением [4]

$$2\sigma'^2_{\text{фл}-1,2} = \frac{K_{\text{п}} 2\sigma_{\Sigma}^2}{\beta\Delta f_{\text{ш}}}\frac{K_V}{2}, \quad (2)$$

где σ_{Σ}^2 – мощность остатков компенсации мешающих излучений на выходе автокомпенсатора шумовых помех в предположении отсутствия ошибок самонастройки; β – постоянный коэффициент, зависящий от формы корреляционной функции шумовой помехи; $\Delta f_{\text{ш}}$ – ширина спектра шумовой помехи.

Суммарные величины амплитудных значений удвоенной мощности остатков компенсации $2\sigma^2_{\Sigma\,\text{дин}\max}$, обусловленных динамическими ошибками эквивалентных контуров самонастройки, и удвоенной мощности остатков компенсации $2\sigma^2_{\Sigma\,\text{фл}}$, обусловленных флуктуационными ошибками эквивалентных контуров самонастройки, в соответствии с [3, 4] и выражениями (1) и (2) имеют следующий вид:

$$2\sigma^2_{\Sigma\,\text{дин}\max} = \lambda_1 \left| A_1 \frac{\pi}{T} \frac{1}{K_V K_П \lambda_1} \right|^2 + \lambda_2 \left| A_2 \frac{\pi}{T} \frac{1}{K_V K_П \lambda_2} \right|^2, \quad (3)$$

$$2\sigma^2_{\Sigma\,фл} = 2\sigma^2_{\Sigma фл-1} + 2\sigma^2_{\Sigma фл-2} = (\lambda_1 + \lambda_2) \frac{K_п 2\sigma^2_\Sigma}{\beta \Delta f_ш} \frac{K_V}{2}. \quad (4)$$

Суммарное амплитудное значение удвоенной мощности остатков компенсации $2\sigma^2_{\Sigma\max} = 2\sigma^2_{\Sigma\,\text{дин}\max} + 2\sigma^2_{\Sigma\,фл}$, обусловленной как динамическими, так и флуктуационными ошибками самонастройки, запишется в следующем виде:

$$2\sigma^2_{\Sigma\max} = \frac{1}{K_V^2} \left(\lambda_1 \left| A_1 \frac{\pi}{T} \frac{1}{K_П \lambda_1} \right|^2 + \lambda_2 \left| A_2 \frac{\pi}{T} \frac{1}{K_П \lambda_2} \right|^2 \right) + (\lambda_1 + \lambda_2) \frac{K_п 2\sigma^2_\Sigma}{\beta \Delta f_ш} \frac{K_V}{2}. \quad (5)$$

Параметрическая оптимизация автокомпенсатора мешающих излучений по минимуму мощности остатков компенсации

Оптимальное значение коэффициента преобразования интегратора по скорости K_{V-opt}, при котором дисперсия остатков компенсации, обусловленных суммарными ошибками самонастройки, принимает минимальное значение, в соответствии с [5, с. 354] определяется выражением

$$K_{V-opt} = \frac{1}{K_П} \sqrt[3]{4 \left(\frac{\pi}{T} \right)^2 \frac{\beta \Delta f_ш}{(\lambda_1 + \lambda_2) 2\sigma^2_\Sigma} \cdot \left(\frac{A_1^2}{\lambda_1} + \frac{A_2^2}{\lambda_2} \right)}. \quad (6)$$

С учетом результатов, полученных в [3], выражение для относительного оптимального коэффициента преобразования по скорости $K_{отн}$ можно записать в следующем виде:

$$K_{отн} = \frac{K_{V-opt}}{K_{V-opt}(\theta_1 = \theta_2)} = \sqrt[3]{64 \frac{1}{(\lambda_1 + \lambda_2)} \left(\frac{A_1^2}{\lambda_1} + \frac{A_2^2}{\lambda_2} \right)}. \quad (7)$$

График зависимости величины $K_{отн}$ от углового рассогласования $\Delta\theta = \theta_2 - \theta_1$ между двумя источниками помех для случая $\Delta\theta_{0,5} = 1^\circ$, $\sigma^2 / \sigma^2_ш = 1000$, $d_k = L_A / 2$ (разнос фазовых центров компенсационных антенн d_k равен половине эффективного линейного размера основной антенны) приведен на рис. 1. Из рис. 1 видно, что при нулевом угловом рассогласовании между помехами величина относительного оптимального коэффициента преобразования принимает, как и ожидалось, единичное значение. При увеличении углового рассогласования между источниками помех до величины $0{,}03^\circ$ происходит увеличение коэффициента преобразования до максимального значения 13, что компенсирует существенное увеличение динамических ошибок самонастройки.

График зависимости отношения суммарной дисперсии остатков компенсации при отсутствии оптимизации к аналогичной величине для случая параметрической оптимизации $\alpha = \sigma^2_{\Sigma\max}\left(K_{V-opt} = K_{V-opt}(\theta_1 = \theta_2)\right) / \sigma^2_{\Sigma\max}\left(K_{V-opt}\right)$ от углового рассогласования источников помех приведен на рис. 2. Из рис. 2 видно, что параметрическая оптимизация привела к снижению влияния ошибок самонастройки на мощность остатков компенсации в точке экстремума в 90 раз.

Следует отметить, что при больших угловых рассогласованиях помех $\Delta\theta$ возрастание величины $K_{отн}$ при снижении углового рассогласования помех носит объективный характер и обусловлено затягиванием переходных процессов. При дальнейшем снижении углового рассогласования между помехами происходит потеря их углового разрешения, и зависимость величины $K_{отн}$ от углового рассогласования помех начинает носить более сложный характер.

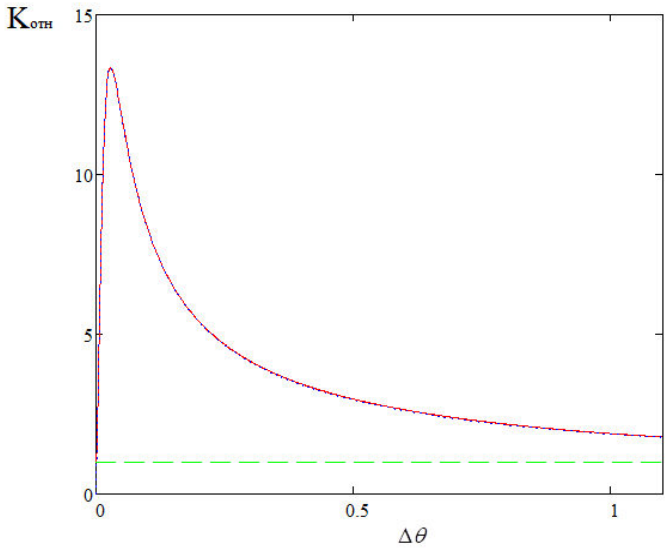


Рис. 1. График зависимости величины $K_{\text{отн}}$ от углового рассогласования $\Delta\theta$ между двумя помехами

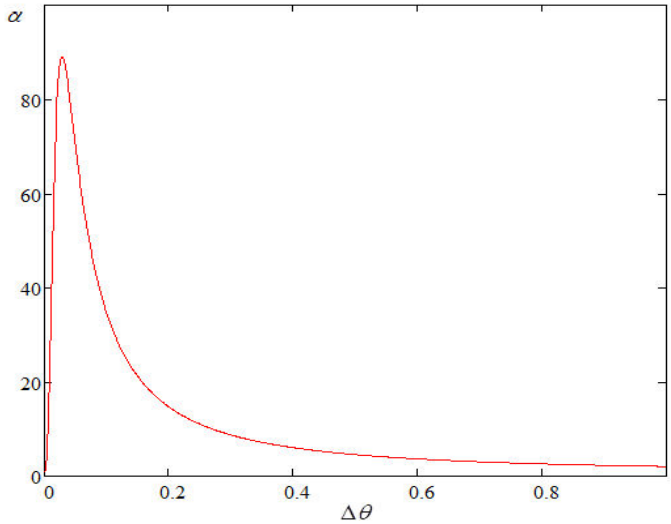


Рис. 2. Зависимость отношения суммарной дисперсии остатков компенсации при отсутствии оптимизации к аналогичной величине для случая параметрической оптимизации от углового рассогласования источников помех

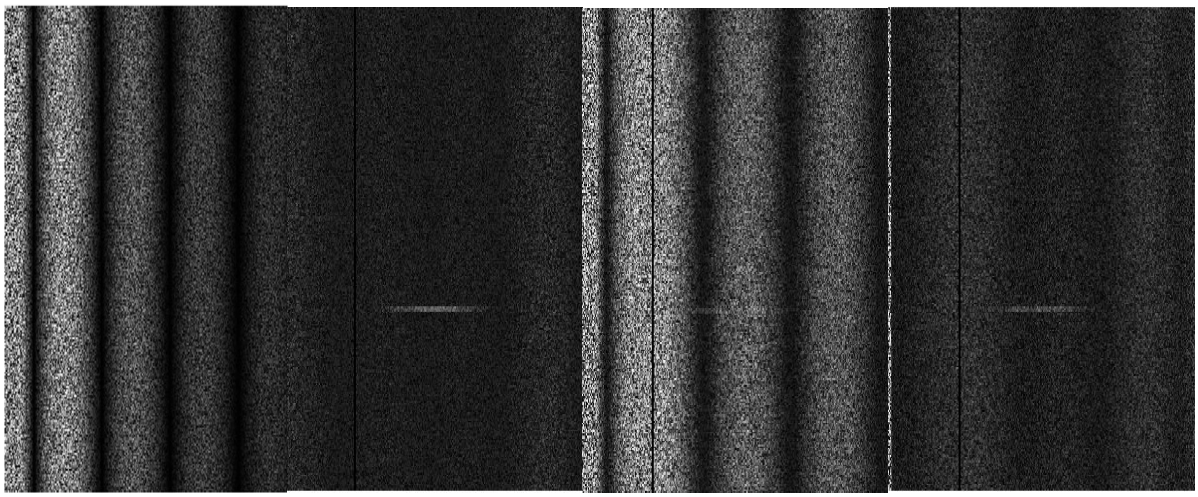
Имитационное моделирование работы двухканального автокомпенсатора помех

Для подтверждения полученных результатов было проведено имитационное моделирование двухканального автокомпенсатора мешающих излучений с градиентным способом самонастройки для исходных данных, использованных для рис. 1. В качестве аппроксимации диаграммы направленности основной антенны выбрана следующая функция:

$$A(\theta) = \sin\left(\pi \frac{\theta}{\Delta\theta_{0,5}}\right) / \left(\pi \frac{\theta}{\Delta\theta_{0,5}}\right), \tag{8}$$

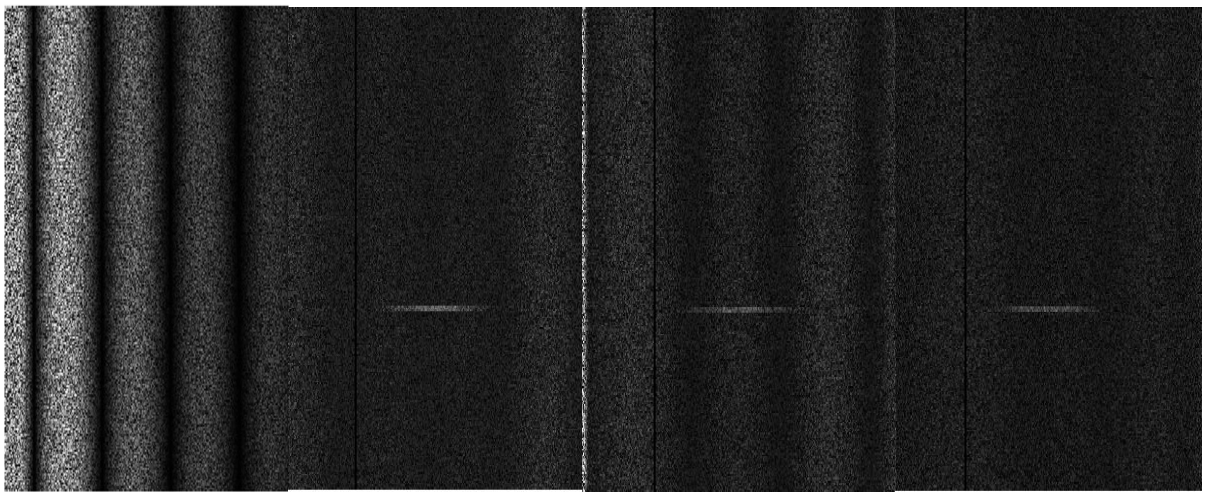
где $\Delta\theta_{0,5}$ – ширина диаграммы направленности антенны.

Результаты имитационного моделирования до параметрической оптимизации на всем интервале (параметрическая оптимизация выполнена в предположении $\Delta\theta = 0^\circ$) приведены на рис. 3 в виде экранов индикаторов «дальность – угол»: (*а* – до включения автокомпенсатора; *б* – после включения автокомпенсатора при $\Delta\theta = 0^\circ$; *в* – после включения автокомпенсатора при $\Delta\theta = 0,2\Delta\theta_{0,5}$; *г* – после включения автокомпенсатора при $\Delta\theta = \Delta\theta_{0,5}$).



а *б* *в* *г*

Рис. 3. Виды экранов индикаторов «дальность-угол»: *а* – автокомпенсатор выключен; *б* – $\Delta\theta = 0^{\circ}$; *в* – $\Delta\theta = 0,2\Delta\theta_{0,5}$; *г* – $\Delta\theta = \Delta\theta_{0,5}$



а *б* *в* *г*

Рис. 4. Виды экранов индикаторов «дальность-угол» с параметрической оптимизацией: *а* – автокомпенсатор выключен; *б* – $\Delta\theta = 0^{\circ}$; *в* – $\Delta\theta = 0,2\Delta\theta_{0,5}$; *г* – $\Delta\theta = \Delta\theta_{0,5}$

Из рис. 3 видно, что при угловом рассогласовании помех $0,2\Delta\theta_{0,5}$ наблюдается существенное снижение эффективности подавления помех, обусловленное максимальным влиянием динамических ошибок самонастройки.

Результаты имитационного моделирования работы градиентного двухканального автокомпенсатора шумовой помехи после параметрической оптимизации на всем интервале изменения углового рассогласования двух помех приведены на рис. 4 (*а* – до включения автокомпенсатора; *б* – после включения автокомпенсатора при $\Delta\theta = 0^{\circ}$; *в* – после включения автокомпенсатора при $\Delta\theta = 0,2\Delta\theta_{0,5}$ и при увеличении коэффициента преобразования по скорости в 4 раза; *г* – после включения автокомпенсатора при $\Delta\theta = \Delta\theta_{0,5}$ и при увеличении коэффициента преобразования по скорости в 2 раза). Из рис. 4, *в*, *г* видно, что параметрическая оптимизация коэффициента преобразования по скорости привела к заметному улучшению наблюдения полезного сигнала на фоне помех.

Заключение

Таким образом, в статье проведена параметрическая оптимизация цепей самонастройки градиентного двухканального автокомпенсатора мешающих излучений со сканирующей

диаграммой направленности. Показано, что для обеспечения оптимальной работы такого автокомпенсатора необходимо обеспечивать изменение его параметров в зависимости от углового рассогласования между подавляемыми помехами. Достоверность полученных результатов подтверждается имитационным моделированием двухканального автокомпенсатора. Целью дальнейших исследований может являться адаптивная параметрическая оптимизация цепей самонастройки двухканального автокомпенсатора помех, когда угловое рассогласование между источниками помех заранее неизвестно.

Список литературы

1. Храпун И.С., Давыденко И.Н., Папушой В.И. Ошибки самонастройки автокомпенсатора шумовых помех. // Докл. БГУИР. 2008. № 4 (34). С. 13–19.
2. До Тиен Хунг, Давыденко И.Н. Параметрическая оптимизация автокомпенсатора активных шумовых помех // Докл. БГУИР. 2011. № 4 (57). С. 34–37.
3. Костромицкий С.М., Шумский А.П., Давыденко И.Н. Анализ динамических ошибок самонастройки двухканального автокомпенсатора мешающих излучений // Докл. БГУИР. 2017. № 3 (105). С. 25–31.
4. Костромицкий С.М., Дятко А.А, Давыденко И.Н. Методика анализа ошибок самонастройки многоканального автокомпенсатора // Электроника инфо. 2011. № 3. С. 62–64.
5. Охрименко А.Е., Олейников О.А. Теоретические основы радиолокации. Минск: МВИЗРУ, 1976. 606 с.

References

1. Hrapun I.S., Davidenko I.N., Papushoi V.I. Oshibki samonastroiki avtokompensatora shumovih pomeh. // Dokl. BGUIR. 2008. №4 (34). S. 13–19. (in Russ).
2. Do Tien Hung, Davidenko I.N. Parametricheskaya optimizaciya avtokompensatora aktivnih shumovih pomeh // Dokl. BGUIR. 2011. № 4 (57). S. 34–37. (in Russ).
3. Kostromickii S.M., Shumskii A.P., Davidenko I.N. Analiz dinamicheskih oshibok samonastroiki dvuhkanalnogo avtokompensatora meshayuschih izluchenii // Dokl. BGUIR. 2017. № 3 (105). S. 25–31. (in Russ).
4. Kostromickii S.M., Dyatko A.A., Davidenko I.N. Metodika analiza oshibok samonastroiki mnogokanalnogo avtokompensatora // Elektronika info. 2011. № 3. S. 62–64. (in Russ).
5. Ohrimenko A.E., Oleinikov O.A. Teoreticheskie osnovi radiolokacii. Minsk: MVIZRU, 1976. 606 s. (in Russ).

Сведения об авторах

Костромицкий С.М., д.т.н., профессор, чл.-корр. Национальной академии наук Беларуси, директор Республиканского научно-производственного унитарного предприятия «Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси».

Шумский А.П., соискатель Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Давыденко И.Н., к.т.н., доцент, ученый секретарь республиканского научно-производственного унитарного предприятия «Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси».

Information about the authors

Kostromitski S.M., D.Sci, professor, corresponding member of the National academy of sciences of Belarus, Head of republic science-and-production unitary enterprise «Radioengineering center of the National academy of sciences of Belarus».

Shumski A.P., PG student of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Davydzenka I.N., PhD, associate professor, academic secretary of Republic science-and-production unitary enterprise «Radioengineering center of the National academy of sciences of Belarus».

Адрес для корреспонденции

220072, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 15/5
Республиканское научно-производственное унитарное предприятие «Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси»
тел. +375-29-776-85-52;
e-mail: igord1@tut.by
Давыденко Игорь Николаевич

Address for correspondence

220072, Republic of Belarus, Minsk,
P. Brovka st., 15/5
Republic science-and-production unitary enterprise «Radioengineering center of the national academy of sciences of Belarus»
tel. +375-29-776-85-52;
e-mail: igord1@tut.by
Davydzenka Ihar Nicolaevich

УДК 621.794.61

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ПЕРЕНОСА ЭЛЕКТРОНОВ В ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ СТРУКТУРЕ НА ОСНОВЕ ГРАФЕНА

В.В. МУРАВЬЕВ, В.Н. МИЩЕНКО

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 16 мая 2018

Аннотация. Представлены результаты моделирования с использованием метода Монте-Карло процессов переноса электронов в трехмерной полупроводниковой структуре, содержащей одиночный слой графена. Использование графена, который обладает высокой подвижностью носителей заряда, высокой теплопроводностью и рядом других положительных свойств, является перспективным для создания новых полупроводниковых приборов с хорошими выходными характеристиками. В результате моделирования получены зависимости скорости, средней энергии, подвижности, коэффициента диффузии от длины структуры и напряженности электического поля в полупроводниковой структуре, содержащей слой графена и области из материала карбида кремния типа 4H-SiC.

Ключевые слова: графен, карбид кремния, процессы переноса электронов, метод Монте-Карло.

Abstract. The results of modeling of electron transfer processes in a three-dimensional semiconductor structure containing a single layer of graphene using the Monte-Carlo method are presented. The use of graphene, which has a high mobility of charge carriers, high thermal conductivity and a number of other positive properties, is promising for the creation of new semiconductor devices with good output characteristics. As a result of modeling, the dependences of the velocity, average energy, mobility, diffusion coefficient on the structure length and electric field intensity in a semiconductor structure containing a graphene layer and a region of a 4H-SiC silicon carbide material are obtained.

Keywords: graphene, silicon carbide, electron transfer processes, Monte Carlo method.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 118, No. 8, pp. 55-62
Simulation of the processes of the electrons transfer in the semiconductor structure based on graphene
V.V. Murav'ev, V.N. Mishchenka

Введение

Исследование процессов переноса носителей заряда для полупроводниковых соединений, содержащих графен, позволяет лучше понять, как те или иные изменения в конструкциях влияют на выходные характеристики приборов, и является актуальной задачей, которая связана с разработкой быстродействующих и мощных приборов диапазонов СВЧ и КВЧ [1–4]. Исследования процессов переноса носителей заряда выполнялось в [5] с помощью метода возмущения функционала электронной плотности (DFPT) в рамках теории функционала электронной плотности (DFT). Однако были получены зависимости средней скорости электронов от напряженности электрического поля для одиночного слоя графена лишь в диапазоне небольших значений напряженности электрического поля, которые не превышали величину приблизительно 0,2 кВ/см, и на основе этой зависимости была приведена оценочная величина подвижности электронов, приблизительно равная $9{,}5\cdot10^5$ см^2/(В·с) при температуре 300 К. В ряде работ делается попытка оценки средней скорости электронов через величину среднего тока, который протекает через

полупроводниковую структуру [6-7]. Однако, как показывает анализ, наличие полупроводниковой подложки, на которой располагается слой графена, приводит к значительному изменению характеристик процессов переноса носителей заряда [6]. В работе [7] на основе оценки величины среднего тока приводятся результаты расчета средней дрейфовой скорости электронов с использованием метода Монте-Карло в диапазоне значений напряженности электрического поля до 10 кВ/см, однако не учитывается один из важнейших механизмов рассеивания – электрон-электронное рассеивание.

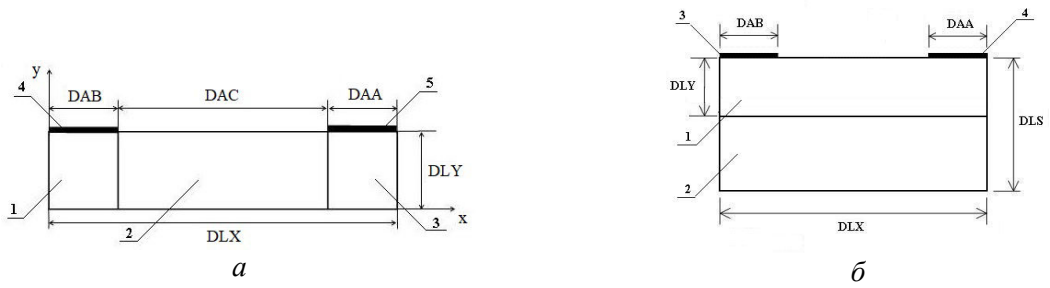
В полупроводниковых приборах использование метода Монте-Карло для анализа процессов дрейфа носителей заряда позволяет учесть все их механизмы рассеяния и получить зависимости распределения для стационарных и нестационарных процессов [4, 8, 9]. В данной статье на основе метода статистического моделирования были выполнены исследования основных характеристик процесса переноса носителей заряда в полупроводниковом приборе с использованием одиночного слоя графена в расширенном диапазоне значений напряженности электрического поля с учетом наиболее полного числа механизмов рассеивания электронов. Для этих целей был разработан вычислительный алгоритм, составлена и отлажена программа численного моделирования методом Монте-Карло в трехмерном пространстве.

Метод и особенности моделирования параметров переноса электронов

Известно, что результаты моделирования с использованием метода Монте-Карло зависят от значений основных электрофизических параметров материала и параметров модели зоны проводимости [9, 11–13]. Были исследованы особенности дрейфа электронов в трехмерной полупроводниковой структуре, содержащей слой графена, при температуре $T = 300$ К (рис. 1, *а*). Рассмотрены закономерности физического процесса переноса носителей заряда для двух вариантов расположения одиночного слоя (или монослоя) графена.

Для первого варианта одиночный слой графена (область, обозначенная цифрой 2 на рис. 1, *а*) располагается между двумя областями, выполненными из материала карбида кремния типа 4H-SiC (обозначенными цифрами 1 и 3 на рис. 1, *а*). Канал дрейфа электронов в виде слоя графена, обозначенного цифрой 2 на рис. 1, *а*, формировался вдоль координаты *x*. Две области, обозначенные цифрами 1 и 3 на рис. 1, *а*, выполняют функции ввода и вывода электронов для взаимодействия с областью 2. Моделирование процессов переноса электронов выполнялось для областей структуры, которые обозначены цифрами 1–3. Контактные области металлизации, обозначенные цифрами 4 и 5 на рис. 1, *а*, при моделировании не рассматривались и использовались в процедуре метода Монте-Карло для ввода или вывода электронов за пределы анализируемой структуры. Фактически рассматривался одиночный слой графена в подвешенном состоянии без подложки.

Для второго варианта одиночный слой графена, обозначенный цифрой 1 на рис. 1, *б*, располагался на подложке, выполненной из материала карбида кремния типа 4H-SiC, обозначенной цифрой 2 на рис. 1, *б*. Моделирование процессов переноса электронов выполнялось для областей структуры, которые обозначены цифрами 1–2. Контактные области металлизации, обозначенные цифрами 3 и 4 на рис. 1, *б*, при моделировании не рассматривались и использовались в процедуре метода Монте-Карло для ввода или вывода электронов за пределы анализируемой структуры. Фактически рассматривался вариант конструкции структуры, исследованный экспериментально в [6].



а *б*

Рис. 1. Структуры полупроводниковых приборов, содержащих графен, без подложки (*а*) и с подложкой из материала 4H-SiC (*б*)

При моделировании выбирались следующие размеры слоя полупроводниковой структуры. Значение параметра DLY равнялось $0{,}47\cdot10^{-9}$ м, что соответствует обычно выбираемой толщине слоя графена. Значение параметра DLX (условно – длина структуры) изменялось в процессе моделирования от значения $1\cdot10^{-7}$ м до значения $1\cdot10^{-5}$ м, а ширина структуры (третья координата z не показана) равнялась $1\cdot10^{-6}$ м (рис. 1, *а*). Величина параметров DAB и DAA принималась одинаковой и равной 20 % от значения параметра DLX. Количество элементарных ячеек (шагов) для слоя полупроводниковой структуры по длине равнялось 100, по высоте – 30, а по ширине – 1. Количество моделируемых частиц для всей структуры со слоем графена и областями (или подложкой) из 4H-SiC принималось равным 30000. Значение параметра DLS для второй конструкции выбиралось равным $0{,}141\cdot10^{-7}$ м. Было выбрано значение интервала времени dT, по завершении которого проводилось усреднение полученных результатов, равное $5\cdot10^{-15}$ с.

Для материала 4H-SiC значения электрофизических параметров и параметров долин выбирались из данных, представленных в [10, 15]. Концентрация электронов принималась равной $1\cdot10^{16}$ см$^{-3}$ и использовалась модель, состоящая из электронных долин вида *M-L-Г* [10]. В разработанной программе с использованием метода Монте Карло для анализа дрейфа электронов в областях, состоящих из материала 4H-SiC, были учтены наиболее важные механизмы рассеяния: на полярных оптических фононах, на примесях, на акустических фононах, междолинное рассеяние между неэквивалентными долинами [13, 15]. При моделировании учитывались долины M_1 и M_2, величина зазора между которыми определяется величиной равной 0,122 эВ, и долина L [15]. Для области структуры, содержащей графен, также дополнительно рассматривалось электрон-электронное рассеивание, анализ которого представлен в [16].

Для исследования процесса переноса электронов в графене использовалась линейная зависимость энергии E от волнового вектора k, что справедливо в области обычно рассматриваемых значений энергии [7, 14]:

$$\mathrm{E} = \hbar \cdot \upsilon_{\mathrm{F}} \cdot \sqrt{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2}\,, \qquad (1)$$

где k_x, k_y, k_z – компоненты волнового вектора (волновые числа) вдоль координат x, y, z соответственно, υ_F – скорость Ферми в графене, величина которой обычно принимается равной $1{,}0\cdot10^8$ см/с, $\hbar$ – постоянная Планка.

Расчет средней дрейфовой скорости электронов в областях, состоящих из материала 4H-SiC, и для электронов, которые инжектируются в слой графена из смежных областей 1, 3 (рис. 1, *а*) и области 2 (рис. 1, *б*) до момента релаксации с кристаллической структурой, выполнялся по формуле [9, 11]

$$\upsilon = \frac{\hbar \cdot k}{m^*\left(1 + 2\cdot\alpha\cdot E\right)}\,, \qquad (2)$$

где m^* – относительная эффективная масса электрона, α – коэффициент непараболичности долины. Значения параметров m^* и α выбирались из значений, представленных в [15].

Метод Монте-Карло используется также для определения коэффициента диффузии D. Если x, y, z – расстояния, пройденные электроном за время t вдоль направлений x, y, z соответственно, то обобщая формулу для расчета коэффициента диффузии D, представленную в [11, 12], на вариант трехмерной структуры, имеем

$$D = \frac{1}{3}\frac{d}{dt}\left\langle\left(x - \langle x\rangle\right)\cdot\left(y - \langle y\rangle\right)\cdot\left(z - \langle z\rangle\right)\right\rangle, \qquad (3)$$

где угловые скобки < > обозначают операцию усреднения. Выражение (3) использовалось в разработанной программе для определения коэффициента диффузии D путем усреднения данных по всему ансамблю моделируемых электронов.

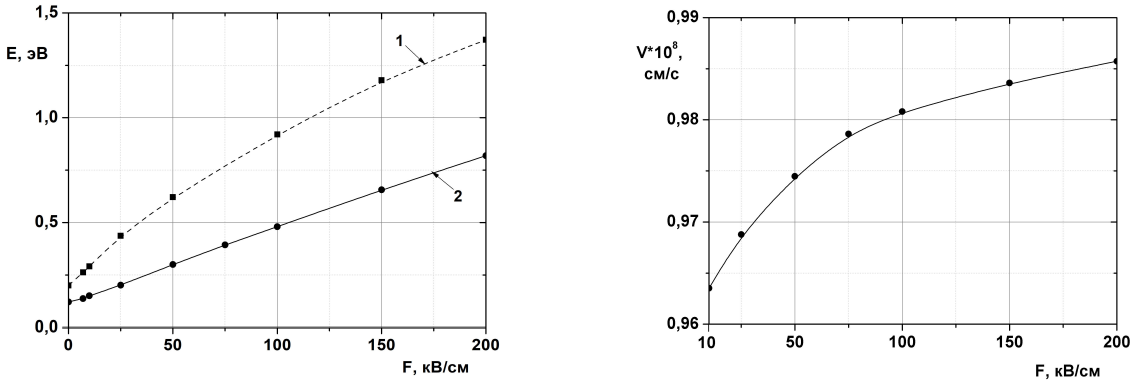
Расчет подвижности электронов выполнялся по формуле [12]

$$\mu = \frac{\upsilon}{\mathrm{F}}\,, \qquad (4)$$

где υ – средняя дрейфовая скорость электронов, F – напряженность электрического поля.

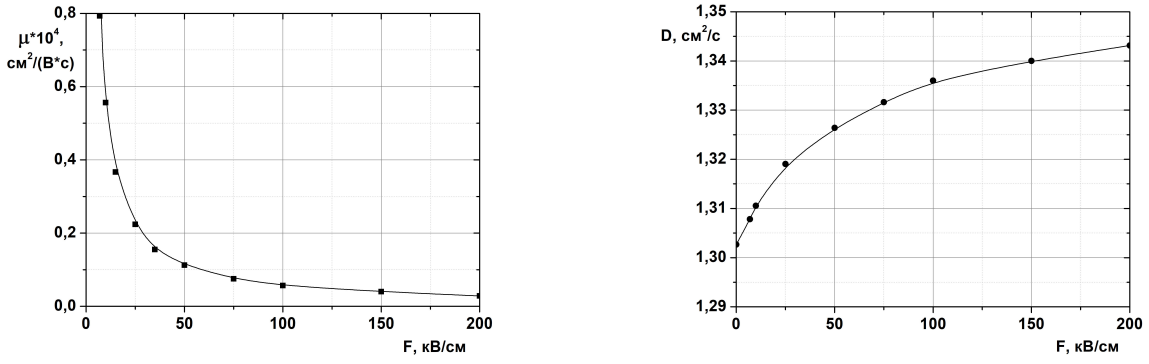
Результаты моделирования

Результаты моделирования процессов переноса электронов в одиночном слое графена, который располагается в подвешенном состоянии без подложки, т. е. для варианта, показанного на рис. 1, *а*, в зависимости от величины напряженности электрического поля *F* представлены на рис. 2, 3. На этих рисунках представлены результаты расчета параметров переноса электронов как с учетом, так и без учета электрон-электронного рассеивания для области 2, показанной на рис. 1, *а*, где располагается слой графена.



а *б*

Рис. 2. Зависимости энергии электронов (*а*) и средней дрейфовой скорости (*б*) от напряженности электрического поля



а *б*

Рис. 3. Зависимости подвижности (*а*) и коэффициента диффузии (*б*) электронов от напряженности электрического поля

На рис. 2, *а* показаны зависимости средней энергии электронов от напряженности электрического поля, полученные с учетом (кривая 2, [16]) и без учета (кривая 1) электрон-электронного рассеивания. Видно, что величина средней энергии электронов монотонно возрастает с ростом напряженности электрического поля. Значения величины средней энергии электронов, полученные при учете электрон-электронного рассеивания, при всех значениях напряженности электрического поля меньше значений величины средней энергии, которые получены без учета электрон-электронного рассеивания электронов.

Зависимость средней скорости электронов, полученная с учетом электрон-электронного рассеивания [16], представлена на рис. 2, *б*. Результаты моделирования показали, что величина средней скорости электронов в отличие от величины средней энергии меняется незначительно при учете электрон-электронного рассеивания. Из анализа этой кривой видно, что среднее значение скорости монотонно возрастает при увеличении величины напряженности электрического поля *F,* оставаясь меньше значения скорости Ферми.

На рис. 3, *а* представлена зависимость подвижности электронов от напряженности электрического поля с учетом электрон-электронного рассеивания. Как видно из этого рисунка, величина подвижности электронов монотонно убывает с ростом напряженности электрического поля. Такой вид зависимости может быть объяснен использованием

формулы (3) для проведения расчетов, когда средняя скорость электронов меняется незначительно, а напряженность электрического поля монотонно возрастает, что и приводит к уменьшению подвижности электронов.

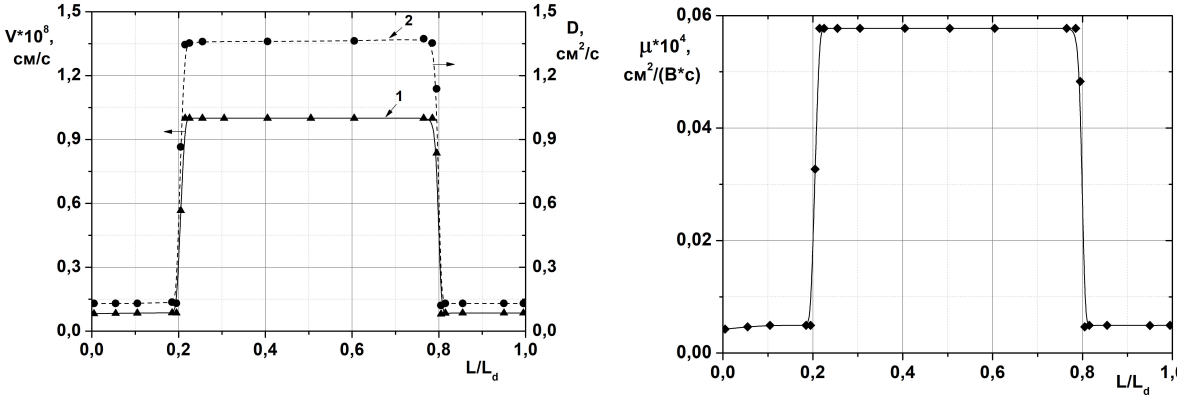
На рис. 3, *б* показана зависимость коэффициента диффузии электронов от напряженности электричесого поля с учетом электрон-электронного рассеивания. Как видно из этого рисунка, величина коэффициента диффузии электронов монотонно увеличивается при увеличении значений напряженности электрического поля.

Результаты моделирования процессов переноса электронов в трехмерной полупроводниковой структуре, содержащей слой графена, в зависимости от длины структуры, т. е. вдоль координаты *x*, показанной на рис. 1, *а*, при величине напряженности *F* продольного электрического поля, равной 100 кВ/см, представлены на рис. 4, 5, *а*.

Зависимости средней дрейфовой скорости электронов (кривая 1) и коэффициента диффузии (кривая 2) от длины структуры, полученные в результате моделирования при величине параметра L_d, равном $1\cdot10^{-6}$ м, показаны на рис. 4, *а*.

Как показывает анализ кривой 1, представленной на рис. 4, *а*, величина средней дрейфовой скорости электронов остается приблизительно одинаковой и немного меньше значения $1{,}0\cdot10^{8}$ см/с в области слоя графена, обозначенной цифрой 2 на рис. 1, *а*, т. е. при значениях $L/L_d > 0{,}2$ и $L/L_d < 0{,}8$. В областях истока 1 и стока 3 (рис. 1, *а*), состоящих из материала 4H-SiC, величина средней дрейфовой скорости электронов остается намного меньше величины средней дрейфовой скорости электронов, которой они обладают в слое графена.

Величина коэффициента диффузии электронов *D*, как видно из рис. 4, *а*, кривая 2, остается приблизительно одинаковой и равной 1,38 см^2/с в области слоя графена, обозначенной цифрой 2 на рис. 1, *а*, т. е. при значениях $L/L_d > 0{,}2$ и $L/L_d < 0{,}8$. Анализ показывает, что величина коэффициента диффузии электронов в областях истока 1 и стока 3 (рис. 1, *а*), состоящих из материала 4H-SiC, остается намного меньше величины коэффициента диффузии электронов, которой они обладают в слое графена.



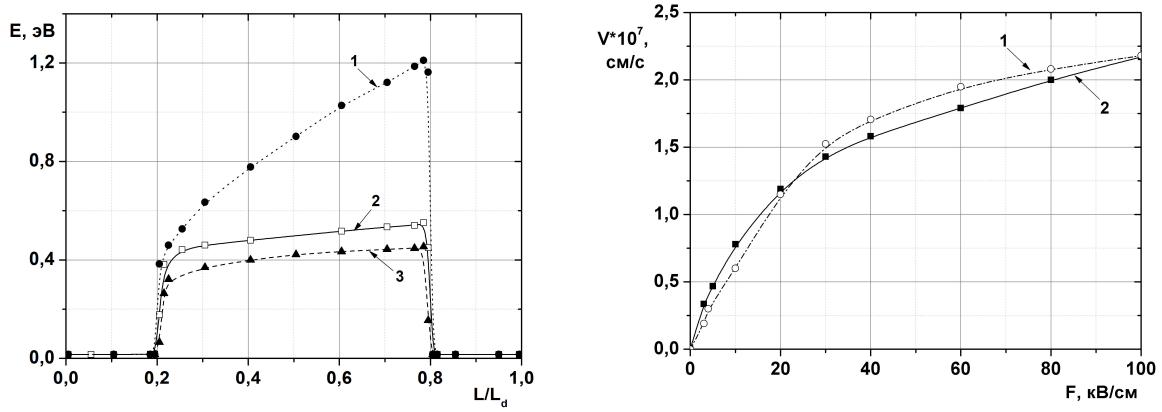
а *б*

Рис. 4. Зависимости средней дрейфовой скорости и коэффициента диффузии электронов (*а*) и подвижности электронов (*б*) от относительной длины структуры

На рис. 4, *б* представлена зависимость подвижности электронов от длины структуры. Как видно из этого рисунка, величина подвижности электронов остается приблизительно одинаковой и равной $0{,}56\cdot10^{3}$ см^2/(В·с) в области слоя графена, обозначенной цифрой 2 на рис. 1, *а*, т. е. при значениях $L/L_d > 0{,}2$ и $L/L_d < 0{,}8$. Анализ показывает, что величина подвижности электронов в областях истока 1 и стока 3 (рис. 1, *а*), состоящих из материала 4H-SiC, остается намного меньше величины подвижности электронов, которой они обладают в слое графена.

Зависимости средней энергии электронов от длины структуры L/L_d, полученные в результате моделирования, представлены на рис. 5, а при длинах структуры $L_d = 10\cdot10^{-6}$ м, $1\cdot10^{-6}$ м, $0{,}1\cdot10^{-6}$ м (кривые 1–3 соответственно). Величина средней энергии электронов

монотонно возрастает в области слоя графена, обозначенной на рис. 1, *а* цифрой 2, т. е. при значениях $L/L_d > 0{,}2$ и $L/L_d < 0{,}8$. Как показывает анализ, величина средней энергии электронов в областях истока и стока 1 и 3 (рис. 1, *а*), состоящих из материала 4H-SiC, остается намного меньше величины средней энергии электронов, которой они обладают в слое графена, и практически не зависят от длины структуры.



а *б*

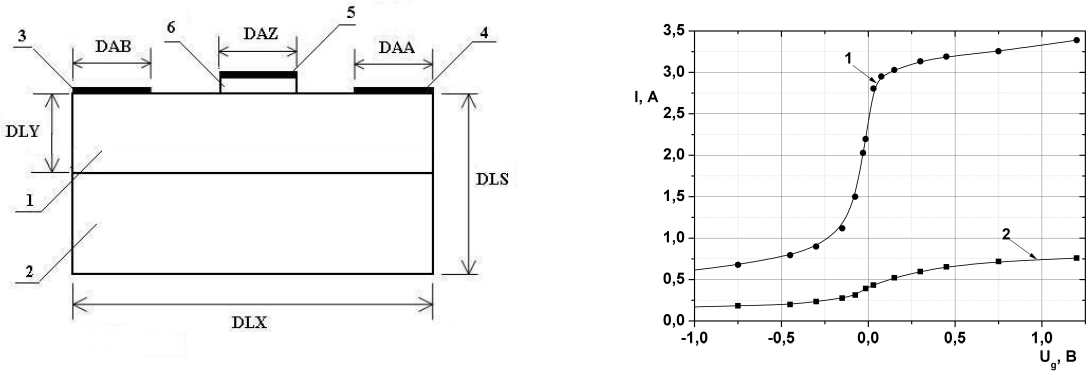
Рис. 5. Зависимость средней энергии электронов от относительной длины структуры (*а*) и средней скорости электронов от напряженности электрического поля (*б*)

Моделирование средней дрейфовой скорости электронов для второй анализируемой структуры, показанной на рис. 1, *б*, проводилось с использованием формулы [6]

$$\upsilon = \frac{I}{e \cdot n_{sh} \cdot w_{sh}}, \qquad (5)$$

где e – заряд электрона, I – выходной ток структуры, n_{sh} – поверхностная концентрация электронов в слое графена, w_{sh} – ширина структуры. Величина тока I определялась при использовании процедуры метода Монте-Карло, а значения параметров $n_{sh} = 1 \cdot 10^{12}$ см$^{-2}$ и $w_{sh} = 5 \cdot 10^{-6}$ м выбирались исходя из данных, представленных в [6]. Зависимость средней дрейфовой скорости электронов, полученная в результате моделирования, показана кривой 2 на рис. 5, *б*. Экспериментальная кривая, полученная при температуре $T = 300$ К, соответствует величине параметра DLX = $1 \cdot 10^{-5}$ м и для варианта подложки из карбида кремния, сформированной без насыщения атомами водорода (вариант as-grown в [6]), показана кривой 1 на рис. 5, *б*. Как видно из анализа кривых 1 и 2, представленных на рис. 5, *б*, наблюдается довольно хорошее соответствие расчетных и экспериментальных данных.

Выполнено моделирование выходного тока для транзисторной структуры, показанной на рис. 6, *а*. На рис. 6, *а* показаны следующие элементы конструкции: 1 – слой графена, 2 – подложка из материала 4H-SiC, 3 – исток, 4 – сток, 5 – затвор, 6 – слой изоляционного материала из оксида кремния. Общая длина структуры (параметр DLX) принималась равной $1 \cdot 10^{-6}$ м, а длина затвора (параметр DAZ) – равной $0{,}2 \cdot 10^{-6}$ м. Величина постоянного напряжения, которое подавалось на сток относительно истока, принималась равной 1,5 В, а напряжение на затворе изменялось в диапазоне от –1,0 до + 1,0 В. Зависимость выходного тока от напряжения на затворе, полученная в результате моделирования, показана на рис. 6, *б* кривой 1, которая соответствует конструкции прибора, показанной на рис. 6, *а*. Аналогично получена кривая 2, показанная на рис. 6, *б*, которая соответствует конструкции прибора, но без наличия слоя графена, представленного цифрой 5 на рис. 6, *а*. Сравнительный анализ кривых 1 и 2, представленных на рис. 6, *б*, показывает, что использование слоя графена позволяет значительно увеличить выходной ток и крутизну выходной характеристики транзистора.



а *б*

Рис. 6. Структура полупроводникового прибора, содержащего графен, (*а*) и зависимость выходного тока от напряжения на затворе (*б*)

Заключение

Выполнено моделирование процессов переноса электронов в трехмерной полупроводниковой структуре, содержащей графен. В результате моделирования получены основные характеристики дрейфа электронов – зависимости скорости, средней энергии, подвижности, коэффициента диффузии от длины структуры и напряженности электического поля в полупроводниковых структурах, содержащих слой графена и области из материала 4H-SiC. Полученные значения средней скорости электронов в графене приблизительно в 9 раз больше, чем в материале 4H-SiC, а значения средней подвижности приблизительно в 18–20 раз выше, чем в материале 4H-SiC при значении напряженности электрического поля, равном 100 кВ/см. Такое же соотношение этих параметров наблюдается и при других значениях напряженности электрического поля. Результаты исследований показали, что учет электрон-электронного рассеивания существенно влияет на особенности поведения зависимости средней энергии электронов от напряженности электрического поля. Благодаря использованию графена с такими характеристиками переноса носителей заряда возможно достижение больших плотностей тока в открытом состоянии и высоких значений крутизны (в сравнении с кремниевыми транзисторами), что должно обеспечить отличные характеристики переключения и высокую частоту отсечки. Высокая подвижность и высокая скорость носителей заряда делает графен перспективным материалом для создания новых полупроводниковых приборов с хорошими выходными характеристиками. Результаты моделирования средней дрейфовой скорости электронов в исследованной структуре показали хорошее соответствие экспериментальным данным. Показано, что использование слоя графена позволяет значительно увеличить выходной ток и крутизну выходной характеристики исследуемых транзисторов.

Список литературы

1. Top-Gated Epitaxial FETs on SiC-Face SiC Wafers with a Peak Transconductance of 600 mS/mm / J.S. Moon [et al.] // IEEE Electron Device Letters. 2010. Vol. 31. P. 260–262.
2. Lateral Graphene Heterostructure Field-Effect Transistor / J.S. Moon [et al.] // IEEE Electron Device Letters. 2013. Vol. 34, iss. 9. P. 1190–1192.
3. Туннельные полевые транзисторы на основе графена / Д.А. Свинцов [и др.] // Физика и техника полупроводников. 2013. Т. 47, вып. 2. С. 244–250.
4. Мищенко В.Н. Моделирование средней дрейфовой скорости электронов в одномерной структуре из арсенида галлия // Докл. БГУИР. 2015. № 8 (94). С. 99–102.
5. First-principles analysis of electron-phonon interaction in grapheme / K.M. Borysenko [et al.] // Physical Review. 2010. Vol. B 81. P. 121412(R).
6. A temperature dependent measurement of the carrier velocity vs. electric field characteristic for as-grown and H-intercalated epitaxial graphene on SiC / M. Winters [et al.] // Appl. Phys. 2013. Vol. 113. P. 193708.
7. Chauhan Jyotsna, Guo Jing. High-field transport and velocity saturation in grapheme // Appl. Phys. Letters. 2009. Vol. 95. P. 023120.
8. Vasileska D., Goodnick S.M. Computational Electronics. Morgan and Claypool, 2006. 2016 p.
9. Fawcett W., Boardman D.A., Swain S. Monte Carlo determination of electron transport properties in gallium arsenide // J. of Physical Chemistry Solids. 1970. Vol. 31. P. 1963–1990.

10. Persson C., Lindefelt U. Dependence of energy gaps and effective masses on atomic positions in hexagonal SiC // Appl. Phys. 1997. Vol. 86, № 11. P. 5036–5039.
11. Hockney R., Eastwood J. Numerical simulation using particles. M., 1987. 640 p.
12. Шур М. Современные приборы на основе арсенида галлия. М.: Мир, 1991. 632 с.
13. Мищенко В.Н. Трехмерное моделирование выходных характеристик GaAs транзисторов с субмикронной длиной затвора // Докл. БГУИР. 2016. № 6 (100). С. 113–116.
14. High-field transport in two-dimensional grapheme / Fang Tian [et al.] // Physical Review. 2011. Vol. B 84. P. 125450.
15. Муравьев В.В., Мищенко В.Н. Моделирование процессов переноса электронов в полупроводниковой структуре из карбида кремния // Докл. БГУИР. 2017. № 2 (104). С. 53–57.
16. Муравьев В.В., Мищенко В.Н. Определение интенсивностей рассеивания электронов в одиночном слое графена // Докл. БГУИР. 2017. № 6 (108). С. 42–47.

References

1. Top-Gated Epitaxial FETs on SiC-Face SiC Wafers with a Peak Transconductance of 600 mS/mm / J.S. Moon [et al.] // IEEE Electron Device Letters. 2010. Vol. 31. P. 260–262.
2. Lateral Graphene Heterostructure Field-Effect Transistor / J.S. Moon [et al.] // IEEE Electron Device Letters. 2013. Vol. 34, iss. 9. P. 1190–1192.
3. Tunnel'nye polevye tranzistory na osnove grafena / D.A. Svincov [i dr.] // Fizika i tehnika poluprovodnikov. 2013. T. 47, vyp. 2. S. 244–250. (in Russ.)
4. Mishhenko V.N. Modelirovanie srednej drejfovoj skorosti jelektronov v odnomernoj strukture iz arsenide gallija // Dokl. BGUIR. 2015. № 8 (94). C. 99–102. (in Russ.)
5. First-principles analysis of electron-phonon interaction in grapheme / K.M. Borysenko [et al.] // Physical Review. 2010. Vol. B 81. P. 121412(R).
6. A temperature dependent measurement of the carrier velocity vs. electric field characteristic for as-grown and H-intercalated epitaxial graphene on SiC / M. Winters [et al.] // Appl. Phys. 2013. Vol. 113. P. 193708.
7. Chauhan Jyotsna, Guo Jing. High-field transport and velocity saturation in grapheme // Appl. Phys. Letters. 2009. Vol. 95. P. 023120.
8. Vasileska D., Goodnick S.M. Computational Electronics. Morgan and Claypool, 2006. 2016 p.
9. Fawcett W., Boardman D.A., Swain S. Monte Carlo determination of electron transport properties in gallium arsenide // J. of Physical Chemistry Solids. 1970. Vol. 31. P. 1963–1990.
10. Persson C., Lindefelt U. Dependence of energy gaps and effective masses on atomic positions in hexagonal SiC. J. Appl. Phys. 1997. Vol. 86, № 11. P. 5036–5039.
11. Hockney R., Eastwood J. Numerical simulation using particles. M., 1987. 640 p.
12. Shur M. Sovremennye pribory na osnove arsenida gallija. M.: Mir, 1991. 632 s. (in Russ.)
13. Mishhenko V.N. Trehmernoe modelirovanie vyhodnyh harakteristik GaAs tranzistorov s submikronnoj dlinoj zatvora // Dokl. BGUIR. 2016. № 6 (100). C. 113–116. (in Russ.)
14. High-field transport in two-dimensional grapheme / Fang Tian [et al.] // Physical Review. 2011. Vol. B 84. P. 125450.
15. Murav'ev V.V., Mishhenko V.N. Modelirovanie processov perenosa jelektronov v poluprovodnikovoj strukture iz karbida kremnija // Dokl. BGUIR. 2017. № 2 (104). C. 53–57. (in Russ.)
16. Murav'ev V.V., Mishhenko V.N. Opredelenie intensivnostej rasseivanija jelektronov v odinochnom sloe grafena // Dokl. BGUIR. 2017. № 8 (108). C. 42–47. (in Russ.)

Сведения об авторах

Муравьев В.В., д.т.н., профессор Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Мищенко В.Н., к.т.н., доцент 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. +375-17-293-80-70;
e-mail: mishchenko@bsuir.by
Мищенко Валерий Николаевич

Information about the authors

Murav'ev V.V., D.Sci, professor of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Mishchenka V.N., PhD., associate professor 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. +375-17-293-80-70;
e-mail: mishchenko@bsuir.by
Mishchenka Valery Nickolaevich

УДК 621.391

КОМБИНИРОВАННЫЙ МЕТОД СПЕКТРАЛЬНОГО ОЦЕНИВАНИЯ ПРИ ПОЛУЧЕНИИ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ ПО ЧАСТОТЕ

В.А. КАКОРА, А.В. ГРИНКЕВИЧ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 23 мая 2018

Аннотация. Оценивание спектральной плотности мощности (СПМ) сигнала обычно выполняется с помощью классических методов спектрального анализа, основанных на дискретном преобразования Фурье. Такой подход к спектральному анализу эффективен в вычислительном отношении и обеспечивает получение приемлемых результатов. Однако, несмотря на указанные достоинства, классическим методам присущ ряд принципиальных ограничений. Наиболее важное из них – это ограничение разрешающей способности. Для решения задачи повышения частотного разрешения на практике используются такие методы, как MUSIC, EV, Берга, МД-оценка и т. д. [1]. В статье рассматриваются классические методы оценки спектральной плотности мощности, метод минимума дисперсии ошибки (МД-оценка) и разработанный комбинированный метод.

Ключевые слова: спектральная плотность мощности, быстрое преобразование Фурье, МД-оценка, частотное разрешение, комбинированный метод.

Abstract. Evaluating of the power spectral density (SPM) of signal are usually performed through procedures using classical methods spectral analysis based on the discrete Fourier transform. This approach to spectral analysis is computationally efficient and provides acceptable results. However, in spite of these advantages, a classical method has a number of fundamental limitations. The most important of these is the limitation of the frequency resolution. For the solution of a problem of increase in the frequency resolution, in practice such methods as MUSIC, EV, Berg, MD assessment etc. In article presents classical methods of estimation power spectrum density, method the minimum error variance (MD estimate) and developed combined method.

Keywords: power spectral density, fast Fourier transform, MD-assessment, frequency resolution, combined method.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 118, No. 8, pp. 63-70
Combined method of spectral estimation when receiving of superpermissions on frequency
V.A. Kakora, A.V. Grinkevich

Классические методы оценки СПМ

В сложившейся теории спектрального оценивания существуют два эквивалентных метода определения СПМ. Косвенный метод основан на выполнении дискретного преобразования Фурье (ДПФ) автокорреляционной последовательности. Прямой метод определения СПМ основан на вычислении квадрата модуля преобразования Фурье для бесконечной последовательности данных с использованием соответствующих статистических усреднений. Оценки СПМ, основанные на прямом преобразовании данных и последующем усреднении, получили название периодограмм. Оценки СПМ, для получения которых по исходным данным сначала формируются корреляционные оценки, получили название коррелограммных методов спектрального оценивания [2].

Представим входной сигнал в виде смеси трех синусоидальных сигналов и помехи $y(t)$:

$y(t) = A_1 \sin(2\pi f_1 t + \varphi_1) + A_2 \sin(2\pi f_2 t + \varphi_2) + A_3 \sin(2\pi f_3 t + \varphi_3) + n(t)$, где φ_1, φ_2, φ_3 – начальная фаза сигналов; A_1, A_2, A_3 – амплитуда сигналов; f_1, f_2, f_3 – частота сигналов.

Для проведения расчетов примем $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3 = 0$, $A_1 = A_2 = A_3 = 1$, $f_1 = 5{,}5$ кГц, $f_2 = 6$ кГц, $f_3 = 6{,}5$ кГц, отношение сигнал/шум равно 10 дБ, время наблюдения сигнала $T_N = 2{,}5$ мс, количество отсчетов $N_{отс} = 1024$. Входной сигнал представлен на рис. 1.

Потенциальная разрешающая способность по частоте определяется в соответствии с выражением

$$\Delta f = \frac{1}{T_N} = 400 \text{ Гц}. \tag{1}$$

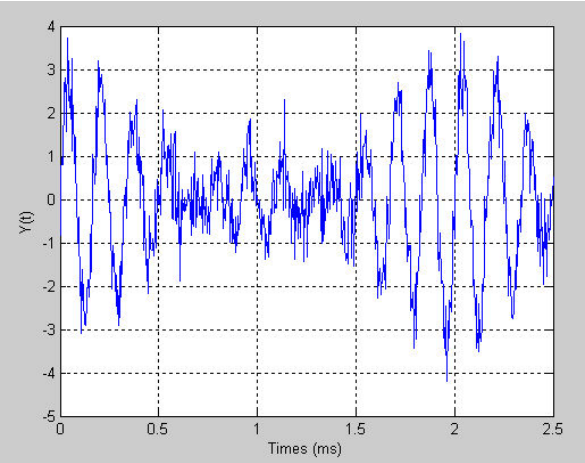


Рис. 1. Сумма сигналов и шума

Для периодограммного метода СПМ определяется квадратом модуля преобразования Фурье для бесконечной последовательности данных

$$P_{xx}(f) = \frac{T}{N}\left|\sum_{n=0}^{N-1} x[n]\exp(-j2\pi fnT)\right|^2, \tag{2}$$

где N – количество отсчетов, T – интервал отсчетов.

Это исходная не модифицированная форма периодограммной оценки СПМ [3].

По формуле (2) найдем СПМ входного сигнала $y(t)$, проведя его дискретизацию. График СПМ представлен на рис. 2.

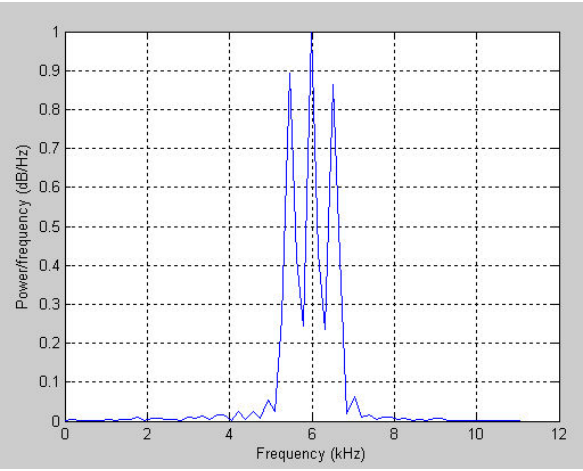


Рис. 2. СПМ анализируемого сигнала, полученного периодограммным методом при $T_N = 2{,}5$ мс

Уменьшим время наблюдения входного сигнала до $T_N = 2$ мс. В соответствии с формулой (1) изменится потенциальная разрешающая способность по частоте $\Delta f = 1/T_N = 500$ Гц, соответственно, будет отсутствовать разрешение по частоте (рис. 3).

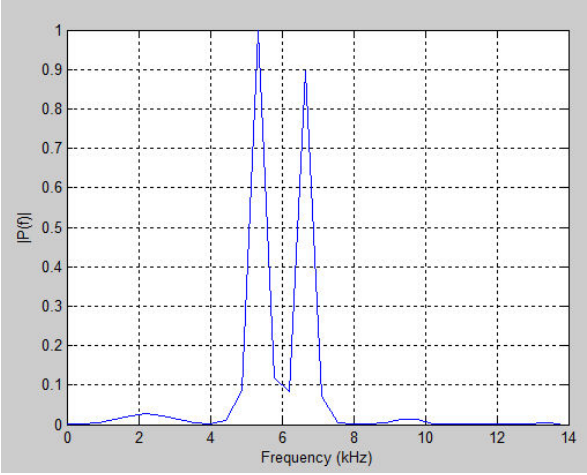


Рис. 3. СПМ анализируемого сигнала, полученного периодограммным методом при $T_N = 2$ мс

Из результатов оценки СПМ периодограммным методом при $T_N = 2$ мс следует, что при уменьшении времени анализа входного сигнала частотное разрешение всех трех частот анализируемого сигнала не обеспечивается.

Для коррелограммного метода СПМ представляет собой дискретно-временное преобразование Фурье автокорреляционной последовательности

$$P_{xx}(f) = T \sum_{m=-\infty}^{\infty} r_{xx}[m] \exp(-j2\pi fmT). \qquad (3)$$

Коррелограммный метод оценивания СПМ заключается в подстановке в выражение (3) конечной последовательности значений оценки автокорреляции (коррелограммы) вместо бесконечной последовательности неизвестных истинных значений автокорреляции [4].

В соответствии с выражением (3) найдем СПМ входного сигнала $y(t)$. График СПМ сигнала, полученного коррелограммным методом при $T_N = 2{,}5$ мс, представлен на рис. 4.

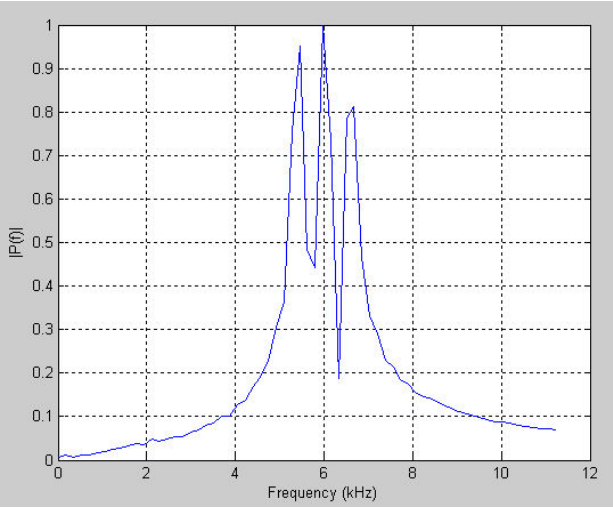


Рис. 4. СПМ анализируемого сигнала, полученного коррелограммным методом при $T_N = 2{,}5$ мс

Влияние уменьшения времени анализа до $T_N = 2$ мс на определение СПМ коррелограммным методом представлено на рис. 5.

После уменьшения времени анализа коррелограммный метод, так же как и оценка СПМ периодограммным методом, однозначного определения частот анализируемого сигнала не обеспечивает.

Часто при наличии коротких записей данных необходимо получить гораздо большее разрешение, чем могут обеспечить классические методы оценки СПМ. Добиться этого можно за счет методов высокого разрешения, одним из которых является метод минимума дисперсии.

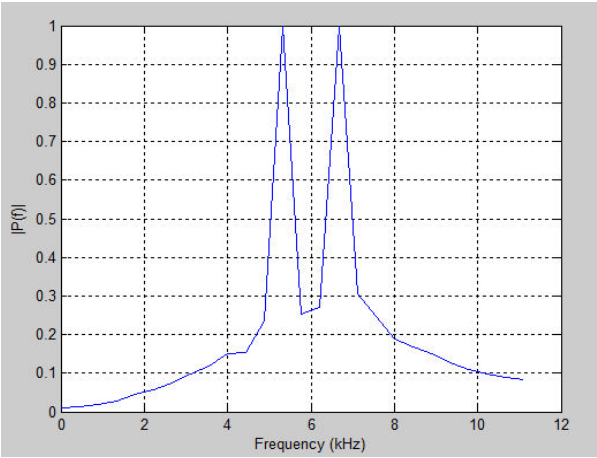


Рис. 5. СПМ анализируемого сигнала, полученного коррелограммным методом при $T_N = 2$ мс

Метод минимума дисперсии

Спектральная оценка методом минимума дисперсии (МД) была впервые введена Кейпоном при пространственно-временном анализе многомерных сигналов решеток сейсмических датчиков. Метод получения такой оценки характеризовался Кейпоном как метод спектрального анализа высокого разрешения [5]. Лакосс переформулировал метод пространственно-временного анализа Кейпона применительно к задачам спектрального анализа одномерных временных рядов [6]. На самом деле МД-оценка не является истинной функцией СПМ, поскольку площадь под графиком МД-оценки не характеризует полную мощность измеряемого процесса [7].

Спектральная МД-оценка определяется выражением $P_L(f) = T / E^T(f) R^{-1} E^*(f)$, R^{-1} – матрица, обратная корреляционной матрице размером $(N+1)\times(N+1)$,

$E(f) = \begin{pmatrix} 1 \\ e^{j2\pi fT} \\ \dots \\ e^{j2\pi fTN} \end{pmatrix}$ – N- мерный вектор комплексных отсчетов, где f – частота в Гц, T – интервал отсчетов.

Определим СПМ методом МД для входного сигнала $y(t)$. График СПМ сигнала, полученного методом МД при $T_N = 2{,}5$ мс, представлен на рис. 6.

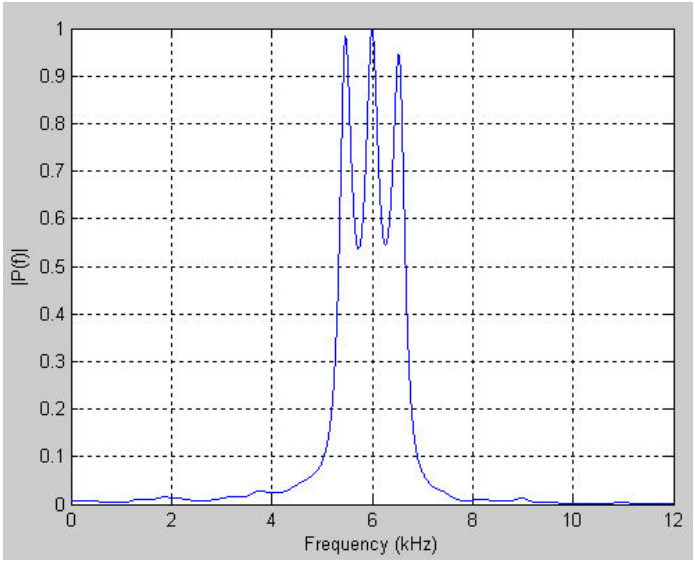


Рис. 6. СПМ анализируемого сигнала, полученного методом МД при $T_N = 2{,}5$ мс

Влияние уменьшения времени анализа до $T_N = 2$ мс на определение СПМ методом МД представлено на рис. 7.

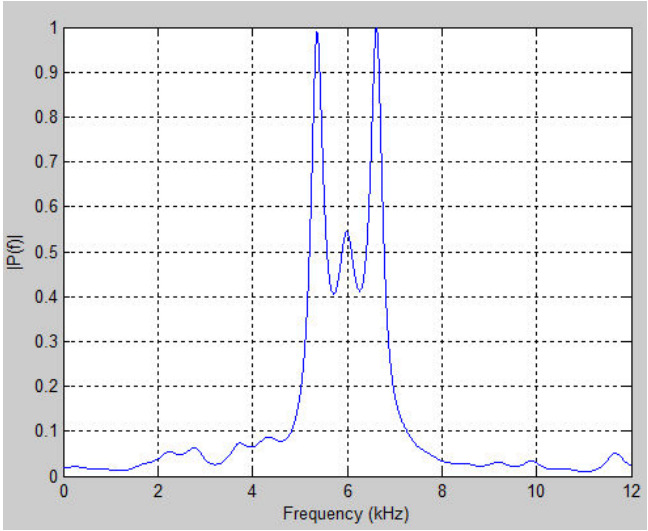


Рис. 7. СПМ анализируемого сигнала, полученного методом МД при $T_N = 2$ мс

После уменьшения времени анализа оценка СПМ методом МД позволяет определить частоты анализируемого сигнала. Таким образом, анализ данного метода показал, что на практике оценивание СПМ с помощью метода МД обеспечивает более высокое разрешение, чем методы спектрального оценивания на основе классических методов [8]. Дальнейшие исследования особенностей получения СПМ методом МД позволили разработать новый комбинированный метод.

Комбинированный метод

Рассмотрим функцию, которая дает оценку СПМ путем произведения корреляционной функции на вектор комплексных синусоид (алгоритм оценивания весового вектора): $P_K(f) = E^T(f)R\left(E^T(f)R\right)^T$. Данная оценка дает СПМ с ошибками (рис. 8).

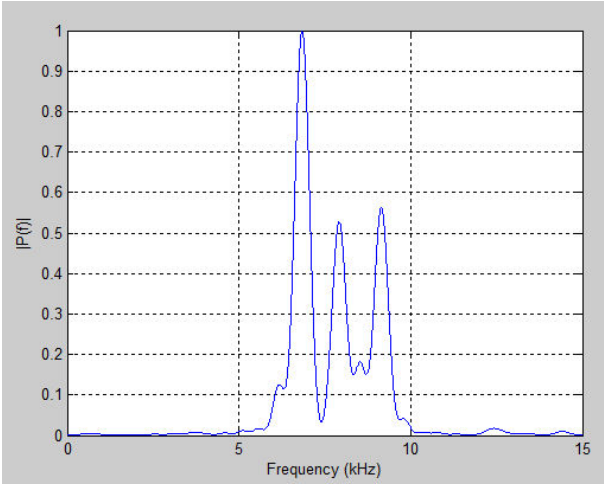


Рис. 8. Оценка СПМ анализируемого сигнала при $T_N = 2{,}5$ мс

Предлагаемый комбинированный метод оценки СПМ определяется выражением

$$P_{KM}(f) = \frac{E^T(f)R\left(E^T(f)R\right)^T}{E^T(f)R^{-1}\left(E^T(f)R^{-1}\right)^T}.$$

Комбинированный метод был разработан на основе отношения алгоритма весового вектора и свертки обратной корреляционной функции с вектором комплексных синусоид для

повышения разрешающей способности. Определим СПМ комбинированным методом для входного сигнала $y(t)$. График СПМ аналогового сигнала, полученного комбинированным методом при $T_N = 2{,}5$ мс, представлен на рис. 9. Влияние уменьшения времени анализа до $T_N = 2$ мс на определение СПМ комбинированным методом представлено на рис. 10.

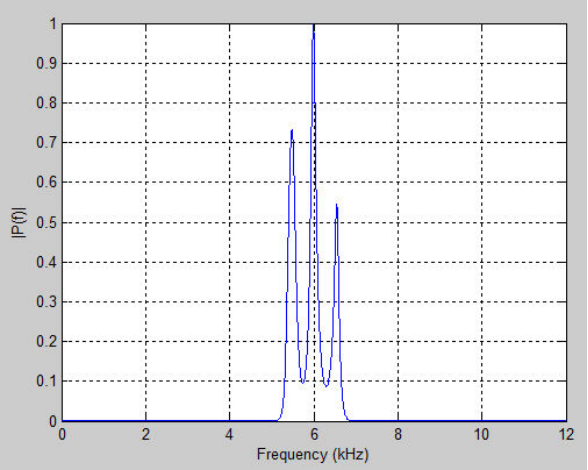


Рис. 9. СПМ анализируемого сигнала, полученного комбинированным методом при $T_N = 2{,}5$ мс

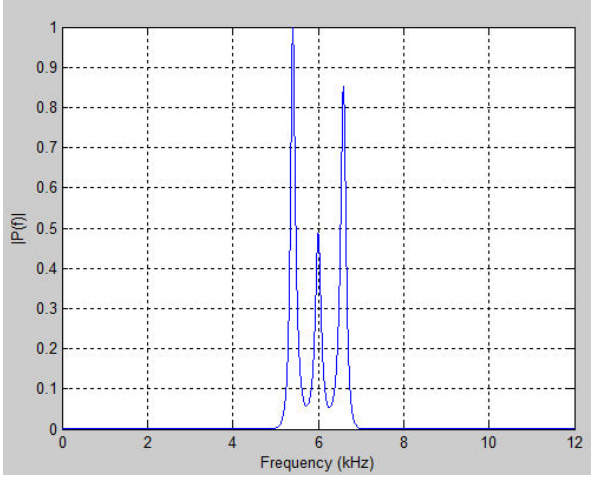
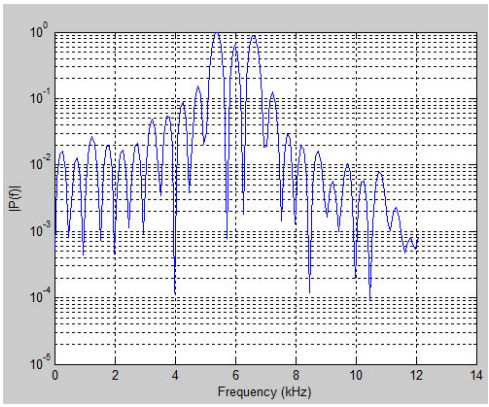
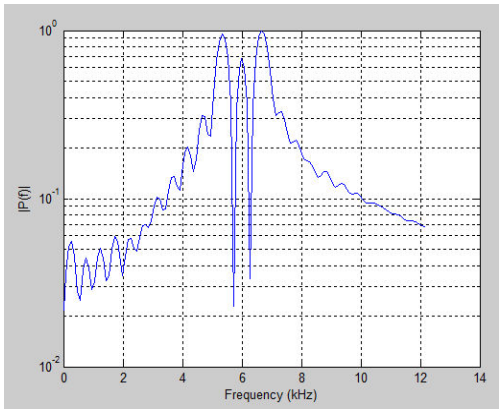


Рис. 10. СПМ анализируемого сигнала, полученного комбинированным методом при $T_N = 2$ мс

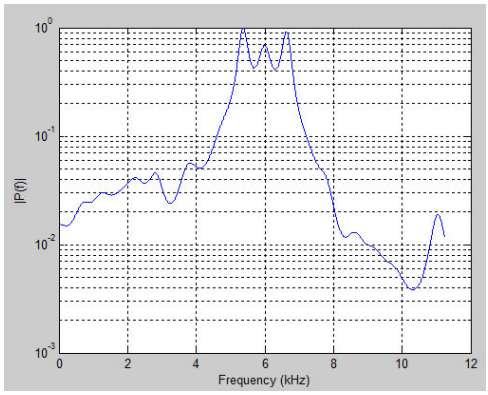
После уменьшения времени анализа оценка СПМ комбинированным методом позволяет определить частоты анализируемого сигнала. Данный метод обеспечивает более высокое разрешение, чем МД-оценка. Для вычисления этой оценки комбинированным методом, так же как и методом МД, требуется знать только оценку автокорреляционной матрицы. Результаты оценки СПМ входного сигнала $y(t)$ рассмотренными методами при $T_N = 2{,}5$ мс, отношении сигнал/шум, равном 10 дБ, представлены на рис. 11 в логарифмическом масштабе. Ввиду рассмотрения не исходной функции, а некоторого произведения с оконной функцией (свертки спектра сигнала и окна), на графиках (рис. 11) становится очевидным эффект утечки. Явление утечки обусловлено наличием разрывов на концах временного ряда, являющихся следствием конечной длины записи. Ограничение длины ряда во временной области достигается при помощи прямоугольного окна, что ведет к появлению колебаний вида $sin(x)/x$ в спектральной области. Эти колебания определяют конечную ширину пика на частоте сигнала, порождают боковые лепестки, которые изменяют амплитуду и положение соседних спектральных пиков, а также маскируют присутствие слабых гармонических компонент. Результаты оценки уровня боковых лепестков показывают, что комбинированный метод имеет преимущества в сравнении с классическими методами и методом МД. Как видно из графиков, уровень боковых лепестков при использовании комбинированного метода минимальный, из чего следует, что данный метод будет в меньшей степени изменять амплитуды соседних спектральных пиков и приводить к смещению спектральных оценок.



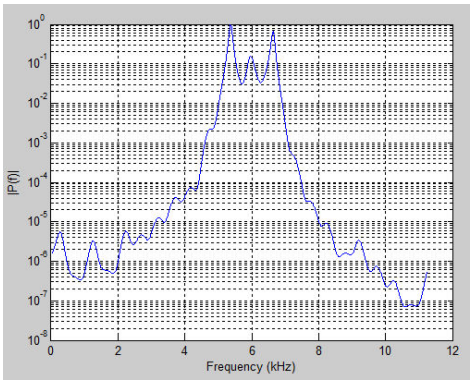
а



б



в



г

Рис. 11. Оценка спектральной плотности мощности в логарифмическом масштабе:
а – периодограммным методом; *б* – коррелограммным методом;
в – методом МД; *г* – комбинированным методом

Заключение

Проведено сравнение классических методов, основанных на ДПФ, метода МД и разработанного комбинированного метода. В классических методах используется алгоритм БПФ, в связи с чем они являются наиболее вычислительно эффективными по сравнению с методом МД и комбинированным методом. Основной недостаток классических методов спектрального оценивания заключается в искажающем воздействии просачивания по боковым лепесткам из-за взвешивания в них конечных последовательностей данных. Данные искажения практически отсутствуют в комбинированном методе и методе МД. Результаты сравнения рассмотренных методов показывают, что оценка спектральной плотности мощности методом МД и комбинированным методом дает значительно лучшее разрешение при уменьшении времени анализа, чем классические методы. Также комбинированный метод при малом отношении сигнал/шум имеет более низкий уровень боковых лепестков, чем метод МД и классические методы, что видно из графиков, приведенных в логарифмическом масштабе (рис. 11). Хотя разработанный метод и имеет недостаток, связанный с вычислительными затратами, он легко устраним с помощью современной элементной базы, путем использования высокопроизводительных устройств обработки сигналов.

Список литературы

1. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: БХВ-Петербург, 2011. 758 с.
2. Кривошеев В.И. Современные методы цифровой обработки сигналов (цифровой спектральный анализ). Нижний Новгород, 2006. 117 с.
3. Большаков А.А, Каримов Р.Н. Методы обработки многомерных данных и временных рядов. М.: Стереотип, 2015. 522 с.
4. Шахтарин Б.И., Ковригин В.А. Методы спектрального оценивания случайных процессов. М.: Гелиос АРВ, 2005. 248 с.

5. Кейпон Дж. Пространственно-временной спектральный анализ с высоким разрешением // ТИИЭР. 1969. Т. 57, № 8. С. 69–79.
6. Lacoss R.T. Data Adaptive Spectral Analysis Methods. Geophysics. 1971. Vol. 36. P. 661–675.
7. Марпл С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: «Мир», 1990. 265 с.
8. Какора В.А., Гринкевич А.В. Сравнительный анализ разрешающей способности алгоритмов спектрального оценивания // Докл. БГУИР. 2017. № 3 (105). С. 20–24.

References

1. Sergienko A.B. Cifrovaja obrabotka signalov. SPb.: BHV-Peterburg, 2011. 758 s. (in Russ.)
2. Krivosheev V.I. Sovremennye metody cifrovoj obrabotki signalov (cifrovoj spektral'nyj analiz). Nizhnij Novgorod, 2006. 117 s. (in Russ.)
3. Bol'shakov A.A, Karimov R.N. Metody obrabotki mnogomernyh dannyh i vremennyh rjadov. M.: Stereotip, 2015. 522 s. (in Russ.)
4. Shahtarin B.I., Kovrigin V.A. Metody spektral'nogo ocenivanija sluchajnyh processov. M.: Gelios ARV, 2005. 248 s. (in Russ.)
5. Kejpon Dzh. Prostranstvenno-vremennoj spektral'nyj analiz s vysokim razresheniem // TIIJeR. 1969. T. 57, № 8. S. 69–79. (in Russ.)
6. Lacoss R.T. Data Adaptive Spectral Analysis Methods. Geophysics. 1971. Vol. 36. P. 661–675.
7. Marpl S.L. Cifrovoj spektral'nyj analiz i ego prilozhenija. M.: «Mir», 1990. 265 s. (in Russ.)
8. Kakora V.A., Grinkevich A.V. Sravnitel'nyj analiz razreshajushhej sposobnosti algoritmov spektral'nogo ocenivanija // Dokl. BGUIR. 2017. № 3 (105). S. 20–24. (in Russ.)

Сведения об авторах

Какора В.А., инженер-конструктор УП «Тетраэдр».

Гринкевич А.В., к.т.н., доцент кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Kakora V.A., design engineer UE «Tetraedr».

Grinkevich A.V., PhD, associate professor of information radio-technologies depatrment of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220019, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. Сухаревская, 60
УП «Тетраэдр»
тел.: +375(33) 660-43-80;
e-mail: varon_bmx@mail.ru
Какора Виктор Александрович

Address for correspondence

220019, Republic of Belarus, Minsk,
Sukharevsky st., 60
UE «Tetraedr»
tel.: +375-33-660-43-80;
e-mail: varon_bmx@mail.ru
Kakora Victor Aleksandrovich

УДК 621.37

ЭКРАНИРУЮЩИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ НА ОСНОВЕ ПОРОШКООБРАЗНОГО ДИОКСИДА ТИТАНА И ГИПСА

О.В. БОЙПРАВ, Н.А. НЕВЕРОВ, Н.В. БОГУШ, Л.М. ЛЫНЬКОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 6 июня 2018

Аннотация. Исследованы характеристики отражения и передачи электромагнитного излучения композиционных материалов, полученных путем формования в плиты смеси на основе порошкообразного диоксида титана и гипсового связующего, в зависимости от толщины этих материалов. С использованием результатов исследования разработаны подходы к практическому применению исследованных материалов в системах электромагнитного экранирования.

Ключевые слова: диоксид титана, композит, электромагнитное излучение.

Abstract. Electromagnetic radiation reflection and transmission characteristics of composite materials obtained by forming into a plate a mixture based on powdered titanium dioxide and a gypsum binder were studied, depending on the thickness of these materials. According to the research results, approaches to the practical use of studied materials in electromagnetic shielding systems were developed.

Keywords: titanium dioxide, composite, electromagnetic radiation.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 118, No. 8, pp. 71-75
Shielding characteristics of composite materials based on titanium dioxide and gypsum
O.V. Boiprav, N.A. Neverov, N.V. Bogush, L.M. Lynkou

Введение

В работе [1] проведены исследования, направленные на установление закономерностей взаимодействия электромагнитного излучения (ЭМИ) с композиционными материалами на основе порошкообразного диоксида титана в зависимости от типа связующего вещества, в котором он закреплен. На основе результатов такого исследования установлено, что наибольшей эффективностью экранирования ЭМИ в диапазоне частот от 0,7 до 17 ГГц характеризуются материалы на основе гипсового связующего. В настоящей работе представлены результаты исследования характеристик отражения и передачи ЭМИ указанных материалов в зависимости от их толщины.

Методика проведения эксперимента

Предложена усовершенствованная методика получения образцов композиционных материалов определенной толщины. Эта методика основана на использовании лабораторной установки и дополнительной оснастки (форм с пресс-решетками). Лабораторная установка включает в себя следующие элементы: основание, резьбовая стойка, контргайка, резьбовая втулка, несущая обойма, противовес, штанга. Порядок соединения указанных элементов следующий (см. рис. 1). На основании размещается резьбовая стойка с закрепленными контргайкой, резьбовой втулкой и несущей обоймой. На несущей обойме фиксируется штанга, один конец которой соединяется через переходник с подвесом, а другой конец – с противовесом.

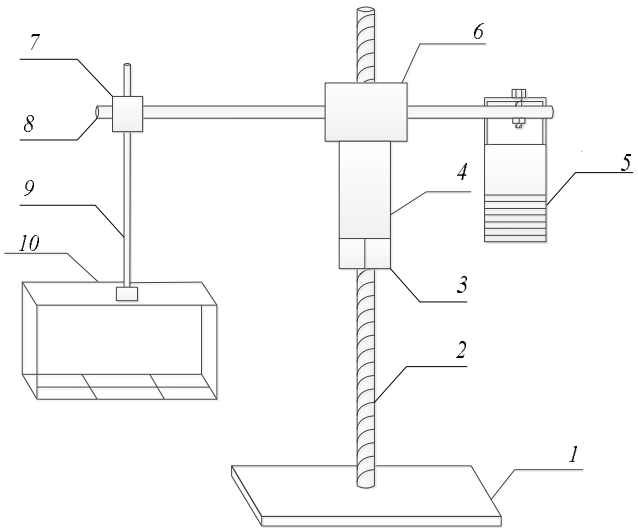


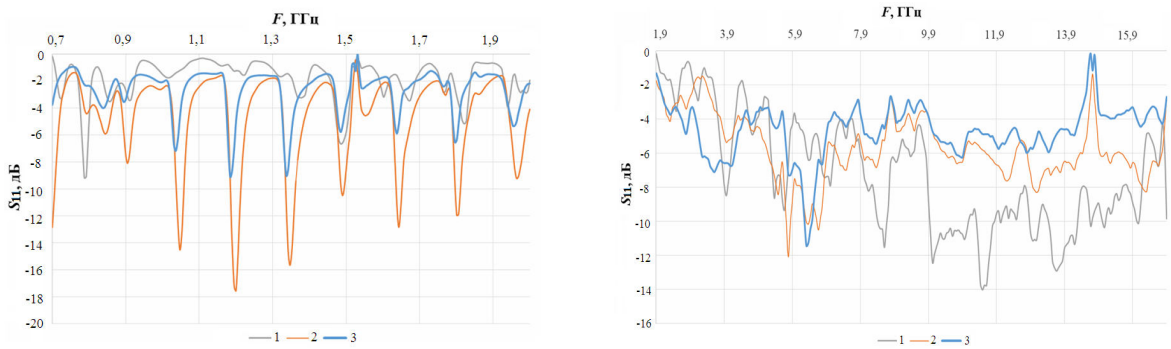
Рис. 1. Схематическое изображение лабораторной установки для получения композиционных материалов заданной толщины: 1 – основание; 2 – резьбовая стойка; 3 – контргайка; 4 – резьбовая втулка; 5 – противовес; 6 – несущая обойма; 7 – переходник; 8 – штанга; 9 – подвес; 10 – оснастка

Описанную установку следует использовать в целях регулирования местоположения пресс-решеток, погружаемых в формы, предназначенные для заполнения смесью, на основе которой изготавливается композиционный материал определенной толщины. При этом необходимо закреплять пресс-решетку на штанге, после чего выполнять накручивание несущей обоймы на резьбовую втулку до тех пор, пока расстояние между дном формы и пресс-решеткой не станет эквивалентным толщине, которую необходимо обеспечить для изготавливаемого композиционного материала. Использование пресс-решеток в процессе изготовления композиционных материалов определенной толщины обусловлено необходимостью ограничения уровня налива смесей, на основе которых они изготавливаются, а также необходимостью выравнивания их поверхности.

Для проведения исследования была изготовлена партия образцов композиционных материалов толщиной 0,5, 1 и 1,5 см. Измерения характеристик отражения и передачи ЭМИ образцов выполнялись по ГОСТ 20271.1-91 Изделия электронные СВЧ. Методы измерения электрических параметров. При этом был использован панорамный измеритель коэффициентов отражения и передачи SNA 0,01–18.

Результаты и их обсуждение

На рис. 2 представлены частотные зависимости коэффициента отражения ЭМИ исследованных образцов.



а *б*

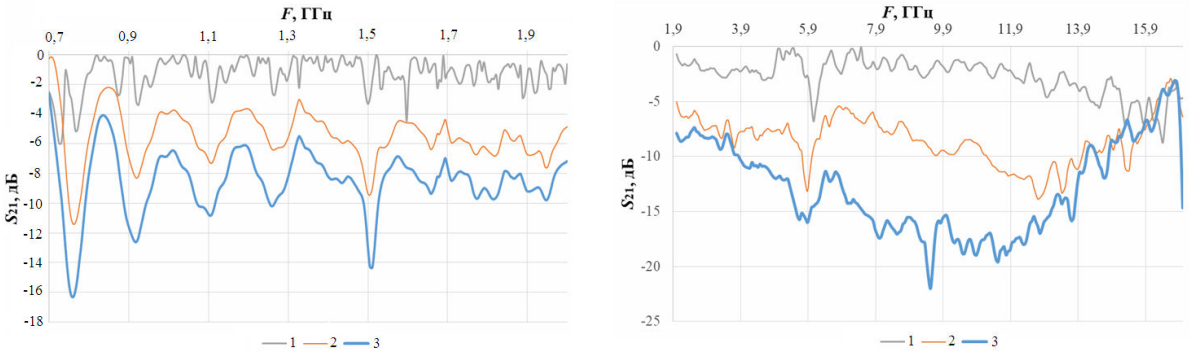
Рис. 2. Частотные зависимости коэффициента отражения ЭМИ в диапазоне 0,7…2 ГГц (*а*) и 2…17 ГГц (*б*) образцов материалов толщиной 0,5 см (кривая 1), 1 см (кривая 2) и 1,5 см (кривая 3)

Графики коэффициента отражения ЭМИ исследованных образцов в диапазоне частот 0,7…2 ГГц представляют собой совокупности резонансных кривых. Эти кривые являются

симметричными относительно резонансных частот в связи с тем, что исследованные образцы являются аналогами недиссипативных симметричных четырехполюсников [2]. Увеличение толщины образцов обуславливает увеличение ширины резонансных кривых, что связано с ростом волновых потерь в этих образцах.

Пределы, в которых изменяются значения коэффициента отражения ЭМИ в диапазоне частот 0,7…2 ГГц исследованных образцов, – от –1 до –17 дБ. Наименьшими значениями коэффициента отражения ЭМИ в указанном диапазоне частот характеризуются образцы композиционных материалов толщиной 1 см. Это обусловлено тем, что в рассматриваемом диапазоне частот разность фаз электромагнитных волн, падающих на поверхность материалов указанной толщины и переизлучаемых ею, выше, чем в случае взаимодействия этих волн с образцами толщиной 0,5 или 1,5 см.

Наименьшими значениями коэффициента отражения ЭМИ в диапазоне частот 2…17 ГГц, изменяющимися в пределах от –2 до –14 дБ, характеризуются исследованные образцы с толщиной 0,5 см. Графики коэффициента отражения ЭМИ исследованных образцов в диапазоне частот 2…17 ГГц, так же как и графики в диапазоне частот 0,7…2 ГГц, представляют собой совокупности резонансных кривых, однако степень убывания резонансных кривых на первых выше, чем на вторых. Это обусловлено тем, что исследованные образцы обеспечивают большее ослабление ЭМИ (характеризуются более низкими значениями коэффициента передачи) в диапазоне частот 2…17 ГГц, чем в диапазоне частот 0,7…2 ГГц, что наглядно демонстрируют графические зависимости, представленные на рис. 3 [3].



а *б*

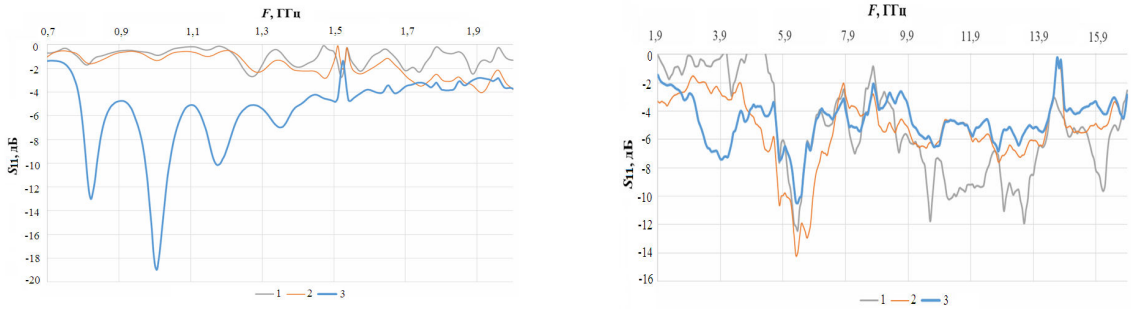
Рис. 3. Частотные зависимости коэффициента передачи ЭМИ в диапазоне 0,7…2 ГГц (*а*) и 2…17 ГГц (*б*) образцов материалов толщиной 0,5 см (кривая 1), 1 см (кривая 2) и 1,5 см (кривая 3)

Из рис. 3 следует, что увеличение с 0,5 до 1,5 см толщины исследованных композиционных материалов приводит к снижению с –0,1…–5 дБ до –5…–20 дБ значений их коэффициента передачи ЭМИ в диапазоне частот 0,7…15 ГГц. Величина анализируемого параметра в диапазоне частот 15…17 ГГц для исследованных материалов не зависит от их толщины, на основании чего можно сделать вывод о том, что в указанном диапазоне частот глубина проникновения электромагнитных волн в исследованные материалы не превышает 0,5 см.

Проведены исследования характеристик отражения ЭМИ образцов, закрепленных на электромагнитных отражателях. На основе результатов этого исследования получены графики, представленные на рис. 4. Исходя из рисунка, можно сделать вывод о том, что в диапазоне частот от 0,7 до 6 ГГц значения коэффициента отражения ЭМИ образцов толщиной 0,5 см изменяются в пределах от –1 до –2 дБ, а образцов толщиной 1 и 1,5 см – соответственно от –1 до –6 дБ и от –2 до –19 дБ. График коэффициента отражения ЭМИ в рассматриваемом диапазоне частот образцов толщиной 1,5 см характеризуется наличием ярко выраженных резонансов. Частоты, на которых они регистрируются – 0,8, 1, 1,2 и 1,4 ГГц. Это свидетельствует о том, на указанных частотах обеспечивается максимальная разность фаз падающей электромагнитной волны и волны, являющейся суперпозицией волн, отраженных от передней и задней стенок образцов, а также от поверхности металлического отражателя.

Значения коэффициента отражения ЭМИ в диапазоне частот 6…10 ГГц закрепленных на металлических отражателях исследованных образцов несущественно зависят от толщины последних и изменяются в пределах от –4 до –14 дБ. Это позволяет сделать вывод о том, что

в указанном диапазоне частот на амплитуду и фазу электромагнитной волны, отражаемой от поверхности исследованных материалов, в наибольшей степени влияет величина их диэлектрической проницаемости. В диапазоне частот 10…17 ГГц величина коэффициента отражения образцов толщиной 0,5 см изменяется в пределах от –6 до –12 дБ, а образцов толщиной 1 и 1,5 см – от –1 до –7 дБ. Более высокие значения коэффициента отражения ЭМИ образцов толщиной 1 и 1,5 см по сравнению с образцами толщиной 0,5 см обусловлены тем, что в рассматриваемом диапазоне частот передняя стенка первых отражает бóльшую часть электромагнитных волн.



а *б*

Рис. 4. Частотные зависимости коэффициента отражения ЭМИ в диапазоне 0,7…2 ГГц (*а*) и 2…17 ГГц (*б*) образцов материалов толщиной 0,5 см (кривая 1), 1 см (кривая 2) и 1,5 см (кривая 3), закрепленных на электромагнитных отражателях

Заключение

На основе полученных результатов можно заключить, что исследованные композиционные материалы перспективно применять в комплексе с металлическими отражателями для изготовления многослойных конструкций электромагнитных экранов, предназначенных для обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронного оборудования. Наружный и внутренний слой таких конструкций (относительно направления распространения электромагнитной волны) должны формироваться на основе исследованных материалов толщиной не менее 1,5 см, если верхняя граница рабочего диапазона частот оборудования не превышает 10 ГГц, или не более 1 см, если указанная величина превышает 10 ГГц.

Список литературы

1. Бойправ О.В., Богуш Н.В., Лыньков Л.М. Радиоэкранирующие свойства композитов на основе диоксида титана // Доклады БГУИР. 2017. № 8 (110). С. 67–72.
2. Андреев М.В., Дробахин О.О., Салтыков Д.Ю. Определение резонансной частоты и добротности полудискового диэлектрического резонатора при помощи дробно-рациональной аппроксимации // Радиофизика и радиоастрономия. 2013. Т. 18, № 4. С. 362–372.
3. Ерошенков М.Г. Радиолокационный мониторинг. М.: МАКС Пресс, 2004. 452 с.

References

1. Bojprav O.V., Bogush N.V., Lyn'kov L.M. Radiojekranirujushhie svojstva kompozitov na osnove dioksida titana // Doklady BGUIR. 2017. № 8 (110). S. 67–72. (in Russ.)
2. Andreev M.V., Drobahin O.O., Saltykov D.Ju. Opredelenie rezonansnoj chastoty i dobrotnosti poludiskovogo dijelektricheskogo rezonatora pri pomoshhi drobno-racional'noj approksimacii // Radiofizika i radioastronomija. 2013. T. 18, № 4. C. 362–372. (in Russ.)
3. Eroshenkov M.G. Radiolokacionnyj monitoring. M.: MAKS Press, 2004. 452 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

Бойправ О.В., к.т.н., доцент кафедры защиты информации Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Boiprav O.V., PhD, associate professor of information security department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Невров Н.А., студент 4 курса факультета инфокоммуникаций Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Богуш Н.В., научный сотрудник НИЛ 5.3 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Лыньков Л.М., д.т.н., профессор, профессор кафедры защиты информации Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный
университет информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293-22-09;
e-mail: boiprav@tut.by
Бойправ Ольга Владимировна

Neverov N.A., fourth-year student of infocommunication faculty of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Bogush N.V., researcher of SRL 5.3 of R&D department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Lynkou L.M., D. Sci., professor, professor of information security 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. +375-17-293-22-09;
e-mail: boiprav@tut.by
Boiprav Olga Vladimirovna

УДК 517.977

К УСЛОВИЯМ РЕГУЛЯРНОСТИ В МАТЕМАТИЧЕСКОМ ПРОГРАММИРОВАНИИ

Л.И. МИНЧЕНКО, С.И. СИРОТКО

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 29 июня 2018

Аннотация. Статья посвящена условию *R*-регулярности (Error Bound Property) в задачах математического программирования. Данное условие играет важную роль в анализе сходимости численных алгоритмов оптимизации и является достаточно общим условием регулярности (constraint qualification) в задачах математического программирования. В статье получаются новые достаточные условия наличия *R*-регулярности в задачах математического программирования.

Ключевые слова: математическое программирование, условия регулярности, error bound.

Abstract. The article is devoted to the condition of *R*-regularity (Error Bound Property) in problems of mathematical programming. This condition plays an important role in analyzing the convergence of numerical optimization algorithms and it is a fairly general condition of regularity (constraint qualification) in problems of mathematical programming. The article obtains new sufficient conditions for the presence of *R*-regularity in problems of mathematical programming.

Keywords: mathematical programming, constraint qualifications, error bound.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 118, No. 8, pp. 76-80
On constraint qualifications in mathematical programming
L.I. Minchenko, S.I. Sirotko

1. Введение

Рассмотрим стандартную задачу (*P*) математического программирования:

$f(y) \to \inf$,

$y \in C = \{ y \in R^m \mid h_i(y) \le 0 \;\; i \in I, \;\; h_i(y) = 0 \;\; i \in I_0 \}$,

где $I = \{1,...,s\}$, $I_0 = \{s+1,...,p\}$, и все функции $f(y)$, $h_i(y)$ $i = 1,...,p$ предполагаются непрерывно дифференцируемыми.

Положим $I(y) = \{ i \in I \mid h_i(y) = 0 \}$. Будем обозначать через

$$T_C(y) = \{ \bar{y} \in R^m \mid \exists \text{ последовательности } t_k \downarrow 0 \text{ и } \bar{y}^k \to \bar{y} \text{ такие, что } y + t_k \bar{y}^k \in C \;\; \forall k = 1,2,... \},$$

$$\Gamma_C(y) = \{ \bar{y} \in R^m \mid \langle \nabla h_i(y), \bar{y} \rangle \le 0 \;\; i \in I(y), \; \langle \nabla h_i(y), \bar{y} \rangle = 0 \;\; i \in I_0 \}$$

соответственно касательный конус и линеаризованный касательный конус к множеству *C* в точке $y \in C$. Через $d_c(y)$ будем обозначать расстояние от точки *y* до множества *C*.

Начиная с фундаментальной работы Хоффмана [1], условию *R*-регулярности (error bound property) посвящены многочисленные публикации [2–7].

Определение 1 ([2]). Множество *C* называют *R*-регулярным в точке $y^0 \in C$, если найдутся число $M > 0$ и окрестность $V(y^0)$ такие, что $d_C(y) \le M \max\{ 0, h_i(y) \;\; i \in I, \; |h_i(y)| \;\; i \in I_0 \}$ для всех $y \in V(y^0)$.

Поскольку условие *R*-регулярности играет важное значение как в качестве условия

регулярности, обеспечивающего справедливость необходимых условий оптимальности Куна-Таккера (см., например, [8]), так и в качестве удобного средства для анализа сходимости численных алгоритмов оптимизации, представляет интерес вывод достаточных условий, гарантирующих его выполнение в конкретных задачах. Существуют различные подходы к получению такого рода достаточных условий. В [3] данные условия получаются в терминах субдифференциалов, в [4, 5] условия R-регулярности доказываются на основе полученной в [4] частичной ограниченности множества множителей Лагранжа в R-регулярных точках. В ряде работ проводится анализ существующих условий регулярности и доказывается, что R-регулярность вытекает из некоторых других известных условий регулярности. В частности, из работ [2,4,5,7] следует, что условие R-регулярности является результатом выполнения условия Мангасаряна-Фромовица (*MFCQ*) [9], условия постоянного ранга [10], ослабленного условия постоянного ранга (*RCRCQ*) [4], условия квазинормальности [11], ослабленного условия Мангасаряна-Фромовица (*RMFCQ*) [6, 7].

Вместе с тем наиболее общие условия регулярности формулируются непосредственно в терминах касательных конусов к множеству допустимых точек. Таким условием регулярности является условие регулярности Абади (*ACQ*), которое заключается в совпадении конусов $T_C(y)$ и $\Gamma_C(y)$. Известно, что выполнение условия регулярности Абади в точке $y\in C$ не влечет справедливость в этой точке условия R-регулярности. Целью настоящей статьи является доказательство достаточных условий R-регулярности, основанных на условии регулярности Абади. Ниже в работе приняты стандартные обозначения: K^* – полярный конус для конуса K, $\langle y,v\rangle$ – скалярное произведение векторов y и v.

2. Достаточное условие *R*-регулярности

Пусть $y^0\in C$ и K – некоторое множество индексов из $I(y^0)$. Положим $C(K)=\{y\in R^m \,|\, h_i(y)\le 0 \;\; i\in K,\; h_i(y)=0 \;\; i\in I_0\}$. При этом $C(K)=C$, если $K=I(y^0)$. Соответственно,

$$\Gamma_{C(K)}(y^0)=\{\,\bar y\in R^m \mid \langle\nabla h_i(y^0),\bar y\rangle\le 0 \;\; i\in K,\; \langle\nabla h_i(y^0),\bar y\rangle=0 \;\; i\in I_0\,\}.$$

Пусть $\prod_C(v)$ – множество точек из C, ближайших к точке v и $y\in\prod_C(v)$. Тогда любой вектор $\lambda(v-y)$ при $\lambda\ge 0$ называется проксимальной нормалью к C в точке y [12]. Множество всех проксимальных нормалей в точке $y^0\in C$ образуют конус $N_C^P(y^0)$.

Пусть $r\in(0,+\infty)$. Следуя [13], будем называть множество C равномерно r-prox-регулярным в точке $y^0\in C$, если существует окрестность $V(y^0)$ данной точки такая, что при всех $0\ne\bar v\in N_C^P(y^0)$ справедливо

$$\left\langle \frac{\bar v}{|\bar v|}, y-y^0\right\rangle \le \frac{1}{2r}\left|y-y^0\right|^2 \qquad (1)$$

для всех $y\in C\cap V(y^0)$. При этом условно принимается, что $1/r=0$ при $r=+\infty$, и r-prox-регулярность равносильна выпуклости C в окрестности y^0 при $r=\infty$.

Равномерная r-prox-регулярность C в точке $y^0\in C$ означает, что в некоторой окрестности данной точки из $\prod_C(v)$ следует $y\in\prod_C\left(y+r\dfrac{v-y}{|v-y|}\right)$.

Как говорилось выше, условие *ACQ* для множества C не является достаточным условием для R-регулярности этого множества. Следующая теорема показывает, однако, что при условии равномерной r-prox-регулярности C совокупное выполнение условия *ACQ* для всех множеств $C(K)$ достаточно для R-регулярности C.

Теорема 1. Пусть C равномерно r-prox-регулярно в точке $y^0\in C$ и $T_{C(K)}(y^0)=\Gamma_{C(K)}(y^0)$ для любого $K\subset I(y^0)$. Тогда множество C R-регулярно в y^0.

Доказательство.

1. Очевидно, доказываемое утверждение верно, если y^0 является внутренней точкой множества C. Пусть y^0 лежит на границе C. Предположим, что множество C не является

R-регулярным в данной точке. Это означает, что найдется последовательность $v^k \to C$, $v^k \notin C$ такая, что

$$d_C(v^k) > k \max\{0,\ h_i(v^k)\ \ i \in I,\ |h_i(v^k)|\ \ i \in I_0\} \qquad (2)$$

для всех $k = 1,2,\ldots$.

Пусть $y^k = y(v^k) \in \prod_C(v^k)$. Положим $\bar{v}^k = \left(v^k - y^k\right)\left|v^k - y^k\right|^{-1}$, $k = 1,2,\ldots$. Тогда $\left|v^k - y^k\right| \le \left|v^k - y^0\right|$ и, следовательно, $y^k \to y^0$.

Поскольку множество индексов $I(y^k)$ может принимать только конечное множество значений, то его, не ограничивая общности, можно считать не изменяющимся, то есть $I(y^k) = \mathrm{K} \subset I(y^0)$, где K не зависит от y^0. Тогда $h_i(y^k) = 0$ $i \in K$ и $h_i(y^k) < 0$ $i \in I \setminus K$, причем вследствие непрерывности функций h_i найдется окрестность $V(y^k)$ такая, что $h_i(y) < 0$ $i \in I \setminus K$ для всех $y \in V(y^k)$. То есть, $h_i(y) \le 0$ $y \in K$ при $y \in C(K)$ и $h_i(y) < 0$ $y \in I \setminus K$ при $y \in V(y^k)$, откуда $V(y^k) \cap C(K) \subset C$. Отсюда $d_C(v^k) = d_{C(K)}(v^k)$ и, значит, $y^k \in \prod_{C(K)}(v^k)$. Ввиду ограниченности последовательности $\{\bar{v}^k\}$ считаем ее сходящейся, то есть $\bar{v}^k \to \bar{v}$. Тогда из (2) следует:

$$d_C(v^k) > k \max\{0, h_i(v^k)\ \ i \in K,\ \left|h_i(v^k)\right|\ \ i \in I_0\},$$

и, следовательно

$$\left|v^k - y^k\right| > k \max\{0, \langle \nabla h_i(\tilde{v}_i^k), v^k - y^k\rangle\ \ i \in K,\ \left|\langle \nabla h_i(\tilde{v}_i^k), v^k - y^k\rangle\right|\ \ i \in I_0\},$$

где $\tilde{v}_i^k = y^k + \tau_{ki}\,(v^k - y^k)$, $0 \le \tau_{ki} \le 1$. Отсюда $\dfrac{1}{k} > \max\{0, \langle \nabla h_i(\tilde{v}_i^k), \bar{v}^k\rangle\ \ i \in K,\ \left|\langle \nabla h_i(\tilde{v}_i^k), \bar{v}^k\rangle\right|\ \ i \in I_0\}$, и, следовательно, $\max\{0, \langle \nabla h_i(y^0), \bar{v}\rangle\ \ i \in K,\ \left|\langle \nabla h_i(y^0), \bar{v}\rangle\right|\ \ i \in I_0\} \le 0$.

Последнее означает, что $\bar{v} \in \Gamma_{C(K)}(y^0)$.

2. Поскольку при достаточно больших k проекции v^k на C являются и проекциями на $C(K)$, то для любого $\tilde{y} \in C(K)$, в силу (2), получим $\left\langle \tilde{y} - y^k, \bar{v}^k \right\rangle \le \dfrac{1}{2r}\left|\tilde{y} - y^k\right|^2$, откуда после перехода к пределу следует $\left\langle \tilde{y} - y^0, \bar{v} \right\rangle \le \dfrac{1}{2r}\left|\tilde{y} - y^0\right|^2$ для всех $\tilde{y} \in C(K)$.

Пусть $\bar{y} \in T_{C(K)}(y^0)$. Тогда существуют последовательности $t_l \downarrow 0$ и $\bar{y}^l \to \bar{y}$ такие, что $y^0 + t_l\,\bar{y}^l \in C(K)$ для всех $l = 1,2,\ldots$. Отсюда $\left\langle \bar{y}^l, \bar{v} \right\rangle \le \dfrac{1}{2r} t_l \left|\bar{y}^l\right|^2$ и, следовательно, $\langle \bar{y}, \bar{v}\rangle \le 0$ для всех $\bar{y} \in T_{C(K)}(y^0)$. Поскольку в силу условия теоремы $T_{C(K)}(y^0) = \Gamma_{C(K)}(y^0)$, то $\bar{v} \in [\Gamma_{C(K)}(y^0)]^*$. Как показано в первой части доказательства, $\bar{v} \in \Gamma_{C(K)}(y^0)$. Следовательно, $\bar{v} \in [\Gamma_{C(K)}(y^0)]^* \cap [\Gamma_{C(K)}(y^0)]^*$, что невозможно, поскольку $\bar{v} \ne 0$. Из полученного противоречия следует, что множество C R-регулярно в точке y^0.

Следствие 1. Если в определении множества C $h_i(y) = \langle a_i, y\rangle + b_i$ при всех $i \in I \cup I_0$, то множество C R-регулярно в любой точке $y^0 \in C$.

Следующий пример показывает, что теорема 1 позволяет доказать R-регулярность множеств, для которых не выполняются известные достаточные условия регулярности [6–16].

Пример 1. Пусть $h_1(y) = 1 - y_1^2 - (y_2 - 1)^2 \le 0$, $h_2(y) = 1 - y_1^2 - (y_2 + 1)^2 \le 0$, $y^0 = (0,0)^T$.

Множество C равномерно 1-prox-регулярно в y^0. Нетрудно убедиться, что для C в y^0 не выполняется условие MFCQ. Точно так же не выполняются условие RCRCQ, условие RMFCQ и условие квазинормальности. Более того, не выполнены достаточные условия [3]. Однако множества $C(K_1) = \{y \in R^2 \mid 1 - y_1^2 - (y_2 - 1)^2 \le 0\}$ при $K_1 = \{1\}$ и $C(K_1) = \{y \in R^2 \mid 1 - y_1^2 - (y_2 + 1)^2 \le 0\}$ при $K_2 = \{2\}$ удовлетворяют условию ACQ в точке y^0. А для множества C в y^0 выполнено условие $T_C(y^0) = \Gamma_C(y^0)$. Таким образом, C R-регулярно в точке y^0 согласно теореме 1.

Проверим данное утверждение, используя непосредственно определение R-регулярности. Возьмем значение $v = (v_1, v_2)^T$, достаточно близкое к y^0 и такое, что $v_2 > 0$.

Нетрудно проверить, что в таком случае $d_C(v) = 1 - \sqrt{1 - 2v_2 + (v_1^2 + v_2^2)} < v_2 - \frac{v_1^2 + v_2^2}{2}$, $\max\{0, h_1(v), h_2(v)\} = 2v_2 - (v_1^2 + v_2^2)$.

То есть, условие R-регулярности в точке $y^0 = (0,0)^T$ выполняется в достаточно малой окрестности y^0 с постоянной $M = 2$. Аналогичный результат получается в случае $v_2 < 0$.

Список литературы

1. Hoffman A.J. On approximate solutions of systems of linear inequalities // J. Res. Natl. Bureau Stand. 1952. Vol. 49. P. 263–265.
2. Luderer B., Minchenko L., Satsura T. Multivalued analysis and nonlinear programming problems with perturbations. Kluwer Acad. Publ., Dordreht, 2002. 220 p.
3. Error Bounds: Necessary and Sufficient Conditions / M.J. Fabian [et al.] // Set-Valued and Variational Analysis. 2010. Vol. 18 (2). P. 121–149.
4. Minchenko L.I., Stakhovski S.M. On relaxed constant rank regularity condition in mathematical programming. // Optimization. 2011. Vol. 60. P. 429–440.
5. Minchenko L., Tarakanov A. On error bounds for quasinormal programs // J. Optim. Theory and Appl., 2011. Vol. 148. P. 571–579.
6. Минченко Л.И., Стаховский С.М. К обобщению условий регулярности Мангасаряна-Фромовица // Докл. БГУИР. 2010. № 8 (62). С. 104–109.
7. Kruger A.Y., Minchenko L.I., Outrata J.V. On relaxing the Mangasarain–Fromovitz constaint qualication // Positivity. 2013. Vol. 17. P. 1–17.
8. Mangasarian O. L., Fromovitz S. The Fritz-John necessary optimality conditions in presence of equality and inequality constraints // J. Mathem. Anal. and Appl. 1967. Vol. 17. P. 37–47.
9. Janin R. Direction derivative of the marginal function in nonlinear programming // Mathematical Programming Study. 1984. Vol. 21. P. 127–138.
10. Bertsekas D.P., Ozdaglar A.E. The relation between pseudonormality and quasiregularity in constrained optimization // Optimization Methods and Software. 2004. Vol. 19. P. 493–506.
11. Гороховик В.В. Конечномерные задачи оптимизации. Минск: Изд.БГУ, 2007. 239 с.
12. Rockafellar R.T., Wets R.J.-B. Variational analysis. Springer, Berlin, 1998. 749 p.
13. Bounkhel M. Regularity concepts in nonsmooth analysis. Theory and applications. Springer, 2012. 264 p.

References

1. Hoffman A.J. On approximate solutions of systems of linear inequalities. // J. Res. Natl. Bureau Stand. 1952. Vol. 49. P. 263–265.
2. Luderer B., Minchenko L., Satsura T. Multivalued analysis and nonlinear programming problems with perturbations. Kluwer Acad. Publ., Dordreht, 2002. 220 p.
3. Error Bounds: Necessary and Sufficient Conditions / M.J. Fabian [et al.] // Set-Valued and Variational Analysis. 2010. Vol. 18 (2). P. 121–149.
4. Minchenko L.I., Stakhovski S.M. On relaxed constant rank regularity condition in mathematical programming. // Optimization. 2011. Vol. 60. P. 429–440.
5. Minchenko L., Tarakanov A. On error bounds for quasinormal programs // J. Optim. Theory and Appl., 2011. Vol. 148. P. 571–579.
6. Minchenko L.I., Stahovskij S.M. K obobshheniju uslovij reguljarnosti Mangasarjana-Fromovica // Dokl. BGUIR. 2010. № 8 (62). S. 104–109. (in Russ.)
7. Kruger A.Y., Minchenko L.I., Outrata J.V. On relaxing the Mangasarain–Fromovitz constaint qualication // Positivity. 2013. Vol. 17. P. 1–17.
8. Mangasarian O. L., Fromovitz S. The Fritz-John necessary optimality conditions in presence of equality and inequality constraints // J. Mathem. Anal. and Appl. 1967. Vol. 17. P. 37–47.
9. Janin R. Direction derivative of the marginal function in nonlinear programming // Mathematical Programming Study. 1984. Vol. 21. P. 127–138.
10. Bertsekas D.P., Ozdaglar A.E. The relation between pseudonormality and quasiregularity in constrained optimization // Optimization Methods and Software. 2004. Vol. 19. P. 493–506.
11. Gorohovik V.V. Konechnomernye zadachi optimizacii. Minsk: Izd.BGU, 2007. 239 s. (in Russ.)
12. Rockafellar R.T., Wets R.J.-B. Variational analysis. Springer, Berlin, 1998. 749 p.
13. Bounkhel M. Regularity concepts in nonsmooth analysis. Theory and applications. Springer, 2012. 264 p.

Сведения об авторах

Минченко Л.И., д.ф.-м.н., профессор, профессор кафедры информатики Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Сиротко С.И., к.ф.-м.н., доцент, доцент кафедры информатики Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
+375-17-293-86-66;
e-mail: sergeyis@bsuir.by
Сиротко Сергей Иванович

Information about the authors

Minchenko L.I., D.Sci, professor, professor of informatics department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Sirotko S.I., PhD, associate professor, associate professor of informatics 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
+375-17-293-86-66;
e-mail: sergeyis@bsuir.by
Sirotko Sergey Ivanovich

УДК 538.945

СВЕРХПРОВОДЯЩАЯ ПЛЕНКА ВО ВНЕШНЕМ ПЕРИОДИЧЕСКОМ МАГНИТНОМ ПОЛЕ

В.Н. КУШНИР, С.Л. ПРИЩЕПА

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 5 сентября 2018

Аннотация. В работе разработана элементарная модель воздействия неоднородного внешнего магнитного поля на сверхпроводящий конденсат в тонкой пленке. Сформулирована и решена в диффузионном приближении микроскопической теории сверхпроводимости задача о критической амплитуде внешнего периодического магнитного поля. В рамках модели Гинзбурга – Ландау решена задача о критическом токе в тонкой пленке, находящейся в слабом внешнем периодическом магнитном поле. Объяснены температурные зависимости плотности критического тока, измеренные на структуре сверхпроводник/диэлектрик/ферромагнетик.

Ключевые слова: сверхпроводимость, тонкая пленка, неоднородное внешнее магнитное поле.

Abstract. The elementary model of the superconducting state of a thin film in the nonuniform external magnetic field is developed. In the diffusive limit of the superconductivity microscopic theory, the problem of the critical amplitude of the periodic external magnetic field has formulated and solved. In the frame of Ginzburg – Landau model, the critical current problem for the thin film in the weak periodic external magnetic field has solved. The critical current temperature dependencies of the superconductor/insulator/ferromagnet structure have clarified.

Keywords: superconductivity, thin film, nonuniform external magnetic field.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 118, No. 8, pp. 81-87
Superconducting film in the external periodic magnetic field
V.N. Kushnir, S.L. Prischepa

Введение

Направление «сверхпроводники (S) в неоднородном внешнем магнитном поле» сформировалось в результате интенсивных исследований двух взаимосвязанных проблем: (a) магнитный пиннинг абрикосовских вихрей (см. обзоры [1, 2]); (b) влияние полей рассеяния ферромагнетика (F) на сверхпроводимость тонкопленочных S/F гетероструктур и, в частности, на величину спин-вентильного и триплетного эффектов (см. обзоры [1–5]). Наиболее выразительный результат этих исследований – доказательство существования «спонтанной вихревой фазы», т. е. состояния сверхпроводника с флуктуирующим числом абрикосовских вихрей и антивихрей. Последовательное развитие названного направления подразумевает, в первую очередь, выбор элементарной модели неоднородного поля и, далее, исследование безвихревого и критического состояния сверхпроводника в этом поле. В качестве элементарной, наиболее естественно принять гармоническую модель, предложенную в [6]. В соответствии с ней компонента индукции внешнего магнитного поля B_z, ортогональная поверхности тонкой пленки, изменяется вдоль одной из планарных осей (OX) по закону $B_z = B(x, z) \approx B_0\cos(\pi x/d)$. Модель является не только формальной. Действительно, периодическое поле вида $\mathbf{B}(x, z) = \mathbf{B}(x + 2d, z)$ с компонентами B_x, 0, B_z может быть создано полосовой периодической доменной структурой с перпендикулярной магнитной анизотропией

с чередующимися знаками магнитных моментов полос шириной d [1, 2, 6–10]. (Вихревое состояние S-пленки в таком поле было рассмотрено в лондоновском приближении в работах [6–10].) Далее, если толщина S-пленки удовлетворяет условию $d_S << d$, зависимостью величины индукции от переменной z можно пренебречь (подразумевается, что полупериод d не больше глубины проникновения магнитного поля δ в сверхпроводник). Наконец, расчеты, проведенные в [11] для экспериментальной S/I/F структуры, показали, что на удалении от поверхности F-слоя порядка его толщины поле рассеяния ферромагнетика является «сглаженным»: в размагниченном (D) состоянии оно достаточно близко по форме к синусоидальному в направлениях OX и OY, в состоянии с планарной остаточной намагниченностью (IPR) аппроксимация гармонической функцией приемлема. (Непосредственно у F-слоя над доменными стенками профили распределения поля имеют скорее «импульсный» характер). Таким образом, при указанных условиях, которые ниже будут уточняться, гармоническая модель является корректной. В данной работе в рамках модели вначале решается задача о верхнем критическом поле, которая, очевидно, трансформируется в задачу о критической амплитуде $B_0 = B_{0c}(T)$; далее объясняются температурные зависимости плотности критического тока $J_c(T)$, измеренные для D и IPR состояний структуры S/I/F [11].

Критическая амплитуда магнитного поля

Критическое состояние сверхпроводимости тонкой пленки описываем линеаризованной системой уравнений Узаделя для аномальных функций Грина $F_n(\mathbf{r})$ (n = 0, 1, 2,...) [12], которая, по принятии для вектор-потенциала $\mathbf{A}(\mathbf{r})$ калибровки (0, $A(x)$, 0), редуцируется подстановкой $F_n(\mathbf{r}) = c_n e^{iky/\xi}\Psi(x/\xi)$ (c_n – числа, k – параметр сверхтекучей скорости [13], ξ – длина когерентности диффузионного предела) к уравнению для функции $\Psi(x/\xi)$:

$$-\Psi''(\tau) + \left(k - \frac{B_0}{\nu B_2}\sin(\nu\tau)\right)^2 \Psi(\tau) = \varepsilon\Psi(\tau). \qquad (1)$$

Здесь $\tau \equiv x/\xi$, $B_2 = \Phi_0/2\pi\xi^2$, где Φ_0 – квант магнитного потока; $\nu = \pi\xi/d$, а величина $\varepsilon(T)$ определена уравнением

$$\psi\left(\frac{1}{2} + \frac{\varepsilon T_S}{2T}\right) - \psi\left(\frac{1}{2}\right) = \ln\left(\frac{T_S}{T}\right), \qquad (2)$$

где $\psi(z)$ – дигамма-функция [14], а T_S – критическая температура изолированной пленки.

Уравнения (1) и (2) вместе с условием ограниченности функции $\Psi(\tau)$ составляют задачу о критической температуре, или, поскольку функция $\varepsilon(T)$ является монотонно убывающей, задачу о наименьшем собственном значении ε с дополнительной процедурой его минимизации по параметру k при каждом заданном значении B_0 и заданном ν. Результатом ее решения является семейство фазовых кривых $B_{0c}(T)$, параметризованных величиной ν. Выделим также семейство кривых $B_{0m}(T; k)$, соответствующих максимальной температуре при произвольном фиксированном значении параметра k.

Уравнение (1) принадлежит классу уравнений Хилла (при $k = 0$ оно редуцируется к уравнению Матье) и исследовано в деталях [15], поэтому здесь приводятся только основные результаты расчетов и их физическая трактовка.

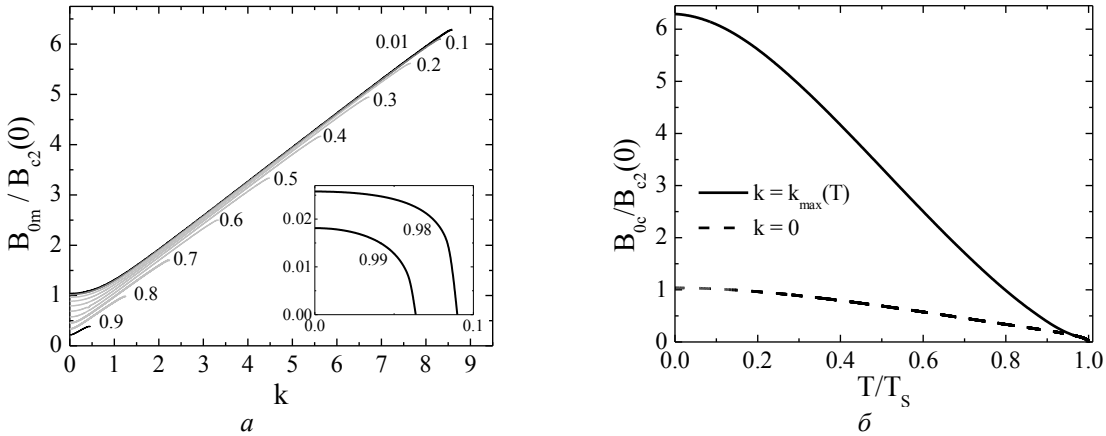
Прежде всего, обратим внимание на специальный вид (1), который сразу позволяет выделить два предельных случая:

(A) При $\nu \to \infty$ ($d \to 0$) влияние магнитного поля исчезает.

(B) В асимптотике $d \to \infty$ ($\nu \to 0$) периодическая коэффициентная функция в (1) для любого $\tau << \nu^{-1}$ обращается в линейную. Это означает слияние зависимости $B_{0m}(T; k = 0)$ с характеристикой $B_{c2}(T)$ (верхнее критическое поле изолированной пленки). Точный расчет показывает, что асимптотическая область значений d, для которых характеристика $B_{0m}(T; k = 0)$ почти совпадает с таковой для пленки в однородном магнитном поле, оценивается соотношением d τ $2\pi\xi$ (ν δ 0,5). Между тем критические состояния сверхпроводимости в случаях однородного и гармонического поля отличаются существенно. А именно, d-периодические решения уравнения Матье, которые соответствуют полю $B_{0c}(T)$, означают,

что зародыши сверхпроводящей фазы образуются над каждым нулем вектор-потенциала, то есть в критической точке возникает решетка зародышей сверхпроводящей фазы.

Решения уравнения (1) со значением параметра сверхтекучей скорости $k = 0$ доставляют минимум величине ε (или максимум функции $B_{0m}(T; k)$) при значениях T, принадлежащих лишь непосредственной окрестности температуры T_S. В частности, для значения $d = 5\pi\xi$ ($d \sim 160$ нм при $\xi \sim 10$ нм) этой окрестностью является интервал ($0{,}96T_S$, T_S). Вне непосредственной окрестности T_S характеристике $B_{0c}(T)$ соответствуют ненулевые значения параметра k, обозначим их $k_{max}(T; \nu)$ (заметим, что значения k_{max} почти совпадают с верхней границей интервала (0, k_{supr}), на котором существуют решения задачи о минимальном собственном значении ε). В качестве примера на рис. 1 приведены зависимости B_{0m} от параметра k, рассчитанные для ряда температур при $\nu = 0{,}2$ ($d = 5\pi\xi$), а также характеристика $B_{0c}(T)$, построенная по этим зависимостям.



а *б*

Рис. 1. Зависимости критической амплитуды периодического магнитного поля:
а – от параметра сверхтекучей скорости (цифры рядом с кривыми указывают значения приведенной температуры $t = T/T_S$); *б* – от температуры

Обратим теперь внимание на эволюцию «конденсатной волновой функции» при движении вдоль кривой $B_{0m}(T; k)$, соответствующей некоторой фиксированной температуре. На рис. 2 показаны зависимости $\Psi(x)$, рассчитанные при $\nu = 0{,}2$ и $T = 0{,}92T_S$ (аналогичные кривые имеют место для всех температур).

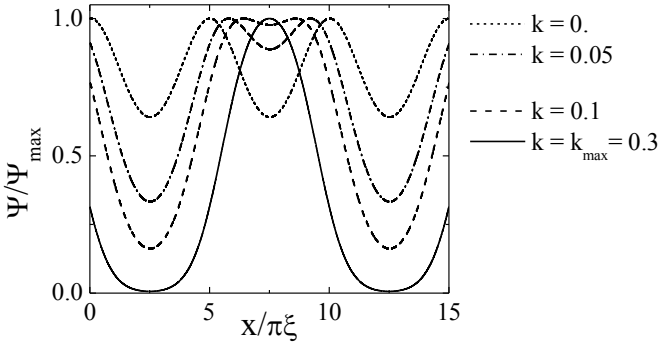


Рис. 2. Конденсатная волновая функция сверхпроводящей пленки в магнитном поле индукции $B_0(k)\cos(x/5\xi)$ для четырех значений параметра сверхтекучей скорости

Из рис. 2 видим, что как только параметр k становится отличным от нуля, волновая функция из d-периодической становится $2d$-периодической (см. уравнение (1)). Далее, по мере увеличения параметра сверхтекучей скорости k и, соответственно, амплитуды $B_{0m}(T; k)$, происходит попарное сближение соседних максимумов волновой функции с нивелированием минимума между ними и углублением минимума между парами. Заметим при этом, что наибольшее подавление сверхпроводимости происходит в окрестностях наибольших градиентов магнитного поля. Критической точке k_{max} соответствует слияние пары соседних максимумов. С физической точки зрения при увеличении амплитуды магнитного поля

над величиной $B_{c2}(T)$ конденсат приобретает фазовый множитель $e^{iky/\xi}$ с соответствующим перераспределением сверхпроводящего тока, так чтобы минимизировать действие магнитного поля на сверхпроводящий зародыш; это – общее свойство неоднородной сверхпроводимости.

Критический ток тонкой пленки в периодическом магнитном поле

1. Анализируя экспериментальную структуру S/I/F [11], принимаем приближение однородного распределения конденсата по толщине S-пленки. Имея в виду, что $d_S \sim 2\xi_{GL0}$, где $\xi_{GL0} \equiv \xi_{GL}(T = 0)$ – длина когерентности теории Гинзбурга – Ландау (ГЛ), рассмотрим, в первую очередь, возможность такого допущения. Для этого рассчитываем плотность критического тока изолированной S-пленки j_c (направленного вдоль оси OY), распределение создаваемого им магнитного поля B_x и конденсатную волновую функцию. В качестве примера на рис. 1 показан результат расчета, выполненного со значением $\kappa = (\delta/\xi_{GL}) = 10$ для $d_S = 4\xi_{GL}$.

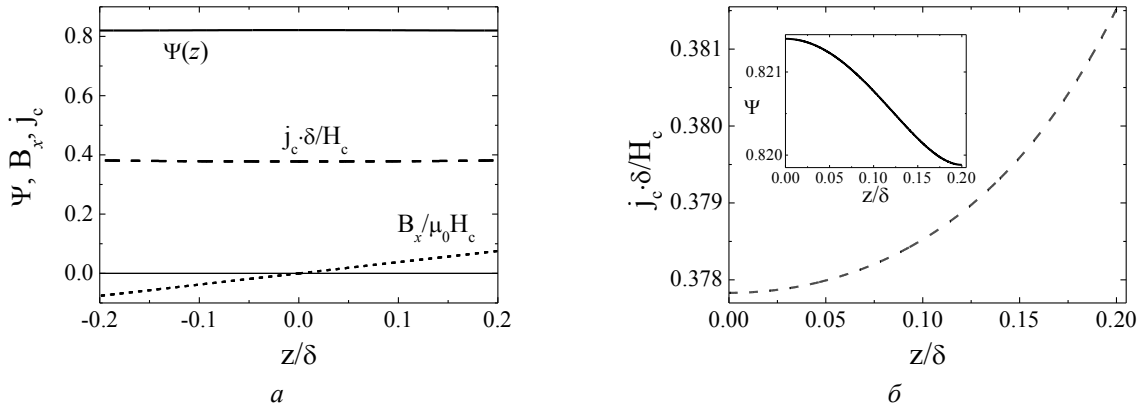


Рис. 3. Конденсатная волновая функция, плотность критического тока, индукция магнитного поля в S-пленке (*а*) и распределение тока и волновая функция (на вставке) в области значений $z > 0$ в увеличенном масштабе; H_c – термодинамическое критическое поле (*б*)

Из рисунка видим, что полное изменение конденсатной волновой функции составляет порядка 0,5 %; равным образом и плотность критического тока определяется классической формулой теории ГЛ. Этим подтверждается: (*а*) пассивная роль параллельного магнитного поля в формировании сверхпроводящего состояния тонкой пленки, (*b*) оправданность приближения однородного распределения конденсата для рассматриваемых толщин d_S. Отметим, что приведенные вычисления выполнены при условии, что пленка бесконечна в направлении оси OX, и, следовательно, краевой эффект не учитывается [13].

2. В силу вышесказанного можем записать выражение для безразмерной плотности тока J модели ГЛ в следующем виде:

$$J(\tau) = \kappa^2 \left(k - \frac{B_0}{\nu(T) B_{c2,GL}(T)} \sin(\nu(T)\tau) \right) \Psi^2(\tau). \qquad (3)$$

Здесь плотность тока $j \equiv J \cdot j_{sc}$ обезразмерена величиной $j_{sc} = B_{c2,GL}/(\mu_0 \xi_{GL})$; смысл величин τ, ν, k тот же, что и в формуле (1), однако, в отличие от предыдущего раздела, в качестве масштабов для длин и магнитного поля использованы величины $\xi_{GL}(T)$ и $B_{c2,GL}(T) = \Phi_0/2\pi\xi_{GL}^2(T)$ соответственно.

Ассоциируя параметры модели с соответствующими эффективными параметрами поля рассеяния исследуемой структуры [11], получим, что масштабированная амплитуда $b_0(T) \equiv B_0/B_{c2,GL}(T)$ является величиной порядка несколько сотых при нулевой температуре, а для величины ν имеем оценку $\nu(0) = \nu_D(0) \sim 0{,}5$ для D-состояния ферромагнетика и $\nu(0) = \nu_{IPR}(0) \sim 0{,}25$ для IPR-состояния (см. рисунки профилей распределения полей рассеяния в работе [11]). Это означает, что почти во всей температурной области поле рассеяния слабо возмущает однородно распределенный ток. Его температурная зависимость, классический закон $j_c \sim (1 - T/T_c)^{3/2}$ [13], полученная в результате варьирования функционала ГЛ и максимизации тока по параметру k, вытекает непосредственно из (1) (при $b_0 = 0$) простым

учетом температурных зависимостей масштабов для длин и магнитного поля. Этот факт позволяет легко оценить температурную зависимость измеряемой средней плотности критического тока $\langle j \rangle$. Действительно, реализуем вариационный принцип для функционала ГЛ с пробной функцией $\tilde{\Psi}(\tau) = \psi_0 + (b_0/\nu)\psi_1 \sin(\nu\tau)$ (элемент, пропорциональный $\cos(\nu\tau)$, обращается в нуль тождественно). Подставляя найденные константы ψ_0, ψ_1 в выражение для J с последующей процедурой усреднения и, далее, максимизации $\langle J \rangle$ по параметру k, с точностью до третьего порядка по параметру (b_0/ν) получим, перейдя к обычным единицам измерения, выражение

$$j_c(T) = j_0 \left(1 - \frac{T}{T_c}\right)^{3/2} \left[1 - \varphi(\nu(T)) \left(\frac{b_0(0)}{\nu(0)}\right)^2 \left(1 - \frac{T}{T_c}\right)\right]. \quad (4)$$

В формуле (4) константа j_0 (экспериментальный параметр) есть плотность тока изолированной S-пленки при нулевой температуре, а положительная величина $\varphi(\nu(T))$ задана формулой $\varphi(\nu) = \sum_{n=0,1,2} a_n \left(\nu^2 + c_0^2\right)^{-n}$, где a_n и c_0 – числа порядка единицы. Учитывая, что $\varphi(\nu(T))$ является функцией ограниченного изменения на промежутке $T \in [0,1]$, а также малые значения параметра $\nu^2(0)$, можно принять $\varphi(\nu(T)) \approx \varphi_0 = \text{const}$.

В соответствии с (4) для относительной разности $\Delta j_c(T)$ критических токов $j_{c,\mathrm{D}}(T)$ и $j_{c,\mathrm{IPR}}(T)$, характеризующих соответственно D и IPR состояния рассматриваемой структуры S/I/F, имеем оценку $\Delta j_c(T)/j_{c,\mathrm{D}}(T) \approx 3\varphi_0 \cdot (b_0/\nu_\mathrm{D})^2(1 - T/T_c)$ (здесь учтено, что пространственные частоты связаны соотношением $\nu_\mathrm{D} = 2\nu_\mathrm{IPR}$). Результат фиттирования экспериментальных характеристик $j_c(T)$ двух состояний по формуле (4) показан на рис. 4.

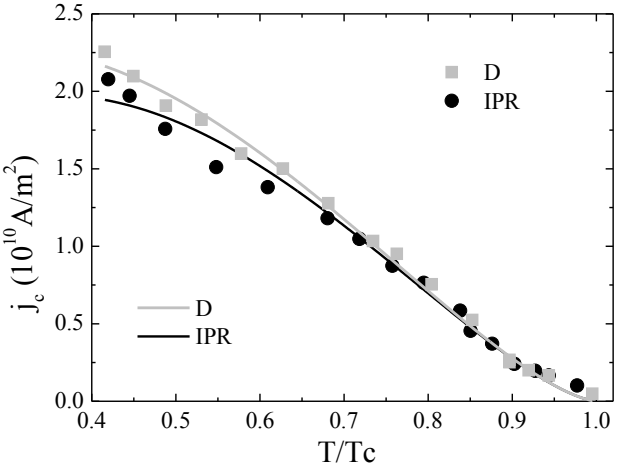


Рис. 4. Измеренные (символы) и рассчитанные по формуле (4) (линии) зависимости критического тока от температуры структуры S/I/F в D и IPR магнитных состояниях

Таким образом, элементарная модель поля рассеяния, представленная в формализме ГЛ, вполне убедительно объясняет на качественном уровне эффект слияния характеристик $j_{c,\mathrm{D}}(T)$, $j_{c,\mathrm{IPR}}(T)$ при температурах, близких к критической, и их разветвление при низких температурах. Количественное согласие теоретических зависимостей плотности критического тока с соответствующими экспериментальными характеристиками достигается реализацией элементарной модели в формализме уравнений Узаделя, что, с учетом вышеизложенного, очевидно, поскольку в этом случае экспериментальные данные воспроизводятся с малой погрешностью уже в нулевом приближении [11]; количественный анализ токовых экспериментальных характеристик структуры S/I/F будет выполнен в другой работе.

Заключение

В статье рассмотрена тонкая пленка сверхпроводника во внешнем магнитном поле, изменяющемся в пленке по гармоническому закону. Рассчитаны температурные зависимости критической амплитуды магнитного поля (в формализме уравнений Узаделя), плотности

критического тока (в рамках модели Гинзбурга – Ландау). На основе гармонической модели поля рассеяния ферромагнетика объяснены экспериментальные зависимости критического тока от температуры, измеренные для структуры сверхпроводник/диэлектрик/ферромагнетик .

Список литературы

1. Lyuksyutov I.F., Pokrovsky V.L. Ferromagnet-superconductor hybrids // Adv. Phys. 2005. Vol. 54, No. 1. P. 67–136.
2. Nucleation of superconductivity and vortex matter in superconductor-ferromagnet hybrids / A.Yu. Aladyshkin [et al.] // Supercond. Sci. Technol. 2009. Vol. 22. P. 053001(1-48).
3. Buzdin A.I. Proximity effects in superconductor-ferromagnet heterostructures // Rev. Mod. Phys. 2005. Vol. 77, No. 3. P. 935–976.
4. Basic superconducting spin valves / V.N. Kushnir [et al.] // Functional Nanostructures and Metamaterials for Superconducting Spintronics (From Superconducting Qubits to Self-Organized Nanostructures). Springer Series NanoScience and Technology. 2018. Vol. 1. P. 1–29.
5. Basic superconducting spin valves / L.R. Tagirov [et al.] // Functional Nanostructures and Metamaterials for Superconducting Spintronics (From Superconducting Qubits to Self-Organized Nanostructures). Springer Series NanoScience and Technology. 2018. Vol. 1. P. 31–47.
6. Domain-wall superconductivity in hybrid superconductor-ferromagnetic structures / A.Yu. Aladyshkin [et al.] // Phys. Rev. B. 2003. Vol. 68. P. 184508(1–7).
7. Bulaevskii L.N., Chudnovsky E.M., Maley E.P. Magnetic pinning in superconductor-ferromagnet multilayers // Appl. Phys. Lett. 2000. Vol. 76, No. 18. P. 2594–2596.
8. Bulaevskii L.N., Chudnovsky E.M. Ferromagnetic Film on a Superconducting Substrate // Phys. Rev. B. 2000. Vol. 63. P. 012502(1–3).
9. Bespyatykh Yu.I., Wasilevski W. The spontaneous formation of a vortex structure in a type II superconductor-ferromagnet bilayer // Phys. Solid State. 2001. Vol. 43, No 2. P. 224–230.
10. Pinning of vortices by the domain structure in a two-layered type II superconductor-ferromagnet system / Yu.I. Bespyatykh [et al.] // Phys. Solid State. 2001. Vol. 43, No 10. P. 1827–1833.
11. Кушнир В.Н., Прищепа С.Л. Критический ток и магнитные поля рассеяния в структурах сверхпроводник/ферромагнетик // Вестн. Фонда фундам. исследований. 2016. № 1. С. 65–81.
12. Usadel K.D. Generalized diffusion equation for superconducting alloy // Phys. Rev. Lett. 1970. Vol. 25, No. 8. P. 507–509.
13. Campbell A.M., Evetts J.E. Critical currents in superconductors. London: Taylor and Francis, 1972. 243 p.
14. Handbook of Mathematical Functions / ed. by M. Abramowitz and I. A. Stegun. U.S. GPO, Washington, D.C.: Natl. Bur. Stand. Appl. Math. Ser. No. 55. 1965. 1046 p.
15. Yakubovich V.A., Starzhinskii V.M. Linear differential equations with periodic coefficients. Vol. 1. NY: John Wiley & Sons, 1975. 386 p.

References

1. Lyuksyutov I.F., Pokrovsky V.L. Ferromagnet-superconductor hybrids // Adv. Phys. 2005. Vol. 54, No. 1. P. 67–136.
2. Nucleation of superconductivity and vortex matter in superconductor-ferromagnet hybrids / A.Yu. Aladyshkin [et al.] // Supercond. Sci. Technol. 2009. Vol. 22. P. 053001(1-48).
3. Buzdin A.I. Proximity effects in superconductor-ferromagnet heterostructures // Rev. Mod. Phys. 2005. Vol. 77, No. 3. P. 935–976.
4. Basic superconducting spin valves / V.N. Kushnir [et al.] // Functional Nanostructures and Metamaterials for Superconducting Spintronics (From Superconducting Qubits to Self-Organized Nanostructures). Springer Series NanoScience and Technology. 2018. Vol. 1. P. 1–29.
5. Basic superconducting spin valves / L.R. Tagirov [et al.] // Functional Nanostructures and Metamaterials for Superconducting Spintronics (From Superconducting Qubits to Self-Organized Nanostructures). Springer Series NanoScience and Technology. 2018. Vol. 1. P. 31–47.
6. Domain-wall superconductivity in hybrid superconductor-ferromagnetic structures / A.Yu. Aladyshkin [et al.] // Phys. Rev. B. 2003. Vol. 68. P. 184508(1–7).
7. Bulaevskii L.N., Chudnovsky E.M., Maley E.P. Magnetic pinning in superconductor-ferromagnet multilayers // Appl. Phys. Lett. 2000. Vol. 76, No. 18. P. 2594–2596.
8. Bulaevskii L.N., Chudnovsky E.M. Ferromagnetic Film on a Superconducting Substrate // Phys. Rev. B. 2000. Vol. 63. P. 012502(1–3).
9. Bespyatykh Yu.I., Wasilevski W. The spontaneous formation of a vortex structure in a type II superconductor-ferromagnet bilayer // Phys. Solid State. 2001. Vol. 43, No 2. P. 224–230.

10. Pinning of vortices by the domain structure in a two-layered type II superconductor-ferromagnet system / Yu.I. Bespyatykh [et al.] // Phys. Solid State. 2001. Vol. 43, No 10. P. 1827–1833.
11. Kushnir V.N., Prischepa S.L. Kriticheskiy tok i magnitnie polya rasseyaniya v strukturah sverhprovodnik/ferromagnetik // Vestn. Fonda fundam. issledovaniy. 2016. № 1. S. 65–81. (in Russ.)
12. Usadel K.D. Generalized diffusion equation for superconducting alloy // Phys. Rev. Lett. 1970. Vol. 25, No. 8. P. 507–509.
13. Campbell A.M., Evetts J.E. Critical currents in superconductors. London: Taylor and Francis, 1972. 243 p.
14. Handbook of Mathematical Functions // ed. by M. Abramowitz and I. A. Stegun. U.S. GPO, Washington, D.C.: Natl. Bur. Stand. Appl. Math. Ser. No. 55. 1965. 1046 p.
15. Yakubovich V.A., Starzhinskii V.M. Linear differential equations with periodic coefficients. Vol. 1. NY: John Wiley & Sons, 1975. 386 p.

Сведения об авторах

Кушнир В.Н., д.ф.-м.н., ведущий научный сотрудник НИЛ 5.3 Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Прищепа С.Л., д.ф.-м.н., профессор, профессор кафедры защиты информации Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Kushnir V.N., D.Sci, leading researcher of SRL 5.3 of R&D department of Belarussian state university of informatics and radioelectronics.

Prischepa S.L., D.Sci, professor, full professor of information security department of Belarussian 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. +375-17-293-39-93;
e-mail: vnkushnir@gmail.com
Кушнир Василий Николаевич

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-17-293-39-93;
e-mail: vnkushnir@gmail.com
Kushnir Vasiliy Nikolayevich

УДК 621.382

РЕЖИМЫ БЫСТРОЙ ТЕРМООБРАБОТКИ СИСТЕМЫ Pt-Si ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ СИЛИЦИДА ПЛАТИНЫ

В.А. СОЛОДУХА, В.А. ПИЛИПЕНКО, В.А. ГОРУШКО

ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ», Республика Беларусь

Поступила в редакцию 28 сентября 2018

Аннотация. Проведена оценка допустимой неравномерности облучения и разброса температуры по площади пластины при быстрой термической обработке, не вызывающих в ней возникновения термических напряжений, приводящих к пластическому течению или разрушению кремния. Показано, что формирование силицида платины при $T \leq 810$ °C не вызывает отрицательных явлений в кремнии и его необходимо проводить в среде азота, напуск которого в герметичную камеру осуществляется после создания в ней вакуума 10^{-2} мм рт. ст.

Ключевые слова: интегральная микросхема, быстрая термообработка, силицид платины, термические напряжения.

Abstract. Assessment is performed of the permissible nonuniformity of irradiation and temperature scatter as per the wafer area during the rapid thermal treatment, not causing the thermal stresses in it, resultant in the plastic melting or silicon disruption. It was shown, that formation of platinum silicide at $T \leq 810$ °C does not cause the negative phenomena in silicon, and it should be performed in the nitrogen environment, whose flooding into the the sealed chamber is done after creation in it of vacuum of 10^{-2} mm, mercury column.

Keywords: intergrated circuit, rapid thermal treatment, platinum silicide, thermal stresses.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 118, No. 8, pp. 88-92
Rapid thermal treatment modes of the Pt-Si system for formation of platinum silicide
V.A. Solodukha, V.A. Pilipenko, V.A. Gorushko

Введение

Основной тенденцией развития современной микроэлектроники является уменьшение топологических норм проектирования интегральных микросхем. Это требует внедрения в технологию их изготовления новых технологических процессов и материалов. Одним из наиболее перспективных материалов в современной микроэлектронике являются силициды различных металлов. Обладая высокой стабильностью, термической устойчивостью, хорошей адгезией к поверхности кремния, они образуют тесный контакт металл-полупроводник с кремнием, обеспечивая высокую стабильность электрических характеристик изготавливаемых приборов.

Основным методом их формирования является твердофазный синтез за счет взаимодействия кремния с соответствующей пленкой металла при температурах от 400 до 1000 °C в инертной атмосфере в течение 10–60 мин. [1]. Температура, время и среда являются определяющими факторами в формировании фазового состава, кристаллической решетки, размера зерна, механических и электрических параметров получаемого силицида. В этом плане ключевую роль в диффузионном синтезе силицидов после нанесения пленки металла выполняет термообработка. Использование высоких температур и длительностей в данном процессе приводит к существенному изменению микрорельефа границы раздела силицид-

кремний и, кроме того, сопровождается нежелательными диффузионными процессами в уже сформированных ионно-легированных слоях, образованием и ростом структурных нарушений, механических и термических напряжений. Это приводит к необходимости разработки новых технологических процессов, использующих либо низкие температуры, либо короткие времена термической обработки. Одним из возможных путей реализации такого подхода является импульсный фотонный отжиг с использованием некогерентного светового излучения секундной длительности.

Расчет допустимой неравномерности облучения и нагрева пластин кремния при быстрой термической обработке

Одним из требований к процессу быстрой термообработки (БТО) является равномерность нагрева поверхности кремниевой пластины. В противном случае возможно возникновение радиального градиента температуры, который вызывает такие отрицательные эффекты, как генерация термических напряжений, приводящих к изгибу пластин или их релаксации в виде дислокаций, дислокационных петель, линий скольжения. При возникновении термических напряжений, превышающих критическое значение 50–80 МПа при нагреве пластин до $T \geq 900$–950 °С, в них начинается процесс пластического течения кремния. При более низких температурах имеет место упругая деформация, которая при напряжениях выше 100 МПа приводит к разрушению кремниевых пластин и образованию различных структурных дефектов в кремнии, что недопустимо при создании различных типов полупроводниковых приборов и интегральных микросхем.

В связи с этим проводилась оценка допустимой неравномерности облучения кремниевой пластины световым потоком (δ_0) и определялся допустимый разброс температуры ($\delta_т$) по ее площади, который не вызывает в ней пластического течения или ее разрушения.

Расчет термических напряжений, возникающих за счет разброса температуры по площади пластины, проводился на основании выражения [2]

$$\sigma_r = E_ю(1 - \mu_n)^{-1} r \alpha_T dT/dr, \qquad (1)$$

где σ_r – термические напряжения в кремниевой пластине, возникающие за счет разброса температуры по площади пластины; $E_ю$ – модуль Юнга кремния; μ_n – коэффициент Пуассона кремния; r – радиус кремниевой пластины; α_T – температурный коэффициент линейного расширения кремния; dT/dr – радиальный разброс температуры по площади пластины.

Данный расчет позволил установить (рис. 1), что разрушение пластины кремния наступает при разбросе температуры по ее площади 96 °С, а его пластическое течение – при 76 °С.

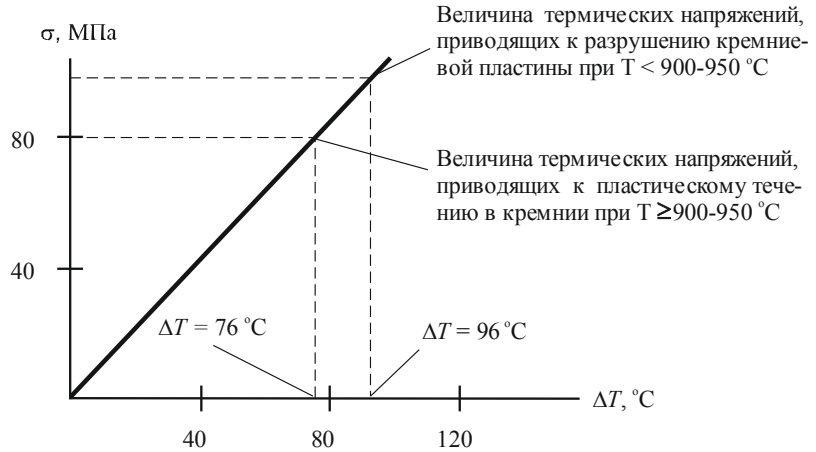


Рис. 1. Зависимость термических напряжений в кремниевой пластине от разброса температуры по площади пластины

Оценим допустимую неравномерность облучения кремниевой пластины по ее площади, при которой возникающий разброс температуры $\delta_т$ не приводит к возникновению пластического течения в кремнии или его разрушению.

Процесс нагрева кремниевой пластины при облучении импульсами секундной длительности описывается известным уравнением теплопроводности [3]

$$\rho ch\, dT/dt = (1 - R)E_{м0} - 2\varepsilon_{с.ч.}\sigma(T^4 - T_0^4), \quad (2)$$

где ρ – плотность кремния; c – теплоемкость кремния; h – толщина кремниевой пластины; $E_{м0}$ – плотность мощности светового потока, падающего на пластину; $\varepsilon_{с.ч.}$ – степень черноты кремния, равная 0,48; σ – постоянная Стефана-Больцмана; T – температура кремниевой пластины; T_0 – температура окружающей среды; R – отражательная способность кремния; t – время нагрева,

Решая уравнение (1) с начальным условием

$$T = T_0 \text{ при } t = 0 \quad (3)$$

и граничными условиями

$$\varepsilon_{с.ч.}\sigma(T^4_{x=h} - T_0^4) = 0, \quad (4)$$

$$\varepsilon_{с.ч.}\sigma(T^4_{x=0} - T_0^4) - (1 - R)E_{м0} = 0, \quad (5)$$

определим максимальную температуру (в точке экстремума $dT/dt = 0$) при нагреве пластин до температуры 500 °С и выше, т. е. когда выполняется условие $T^4 >> T_0^4$

$$T_{max} = [(1 - R)E_{м0} / 2\varepsilon_{с.ч.}\sigma]^{1/4}. \quad (6)$$

Представляя выражение (6) в виде

$$E_{м0} = \beta T^4, \quad (7)$$

где $\beta = 2\varepsilon_{с.ч.}\sigma(1 - R)^{-1}$,
можно записать:

$$E_{м0\,max} = \beta T^4_{max}, \quad (8)$$

$$E_{м0\,min} = \beta T^4_{min}. \quad (9)$$

Поскольку неравномерность облучения δ_0 равна

$$\delta_0 = E^{-1}_{м0max}(E_{м0\,max} - E_{м0\,min}), \quad (10)$$

а разброс температуры по пластине

$$\delta_T = T^{-1}_{max}(T_{max} - T_{min}), \quad (11)$$

то выражение (10) можно записать в виде

$$\delta_0 = 1 - E^{-1}_{м0max}E_{м0\,min} = -(T_{min}/T_{max})^4. \quad (12)$$

Учитывая, что

$$T_{min}T^{-1}_{max} = 1 - \delta_T, \quad (13)$$

неравномерность облучения будет равна

$$\delta_0 = 1 - (1 - \delta_T)^4. \quad (14)$$

Поскольку допустимый разброс температуры по площади пластины составляет 7,6 % (76 °С при $T = 1000$ °С), то допустимая неравномерность облучения световым потоком не должна превышать 27,1 %.

Следует отметить, что равномерность облучения пластины световым потоком определяется как количеством используемых ламп, так и геометрией рабочей камеры. При этом необходимо учитывать излучение, получаемое как от самих источников, так и формируемое мнимыми и действительными их изображениями, образуемыми зеркальными стенками камеры. В работе [4] показано, что при оптимальной конструкции камеры можно достичь неравномерности светового потока порядка 2,8 %, что в 9,7 раза меньше допустимой величины, обеспечивая при этом разброс температуры по площади

пластины менее 0,01 % для пластин диаметром 100 мм. Это разброс не зависит от времени облучения и совпадает с неравномерностью светового потока.

Обоснование среды формирования силицида платины при быстрой термической обработке

Важным моментом при формировании силицида платины является выбор среды, в которой проводится обработка пленки платины. Поскольку быстрая термообработка осуществляется в естественных атмосферных условиях при температуре 360–810 °С в присутствии атмосферного кислорода, то это может приводить к окислению кремния, продиффундировавшего в моносилицид платины, с образованием двуокиси кремния на его поверхности. Если в окружающей среде имеется достаточно кислорода, то возможно образование смешенного слоя, состоящего из PtSi и SiO_2. Кроме того, на поверхности его может формироваться слой, обогащенный платиной. Это приводит к значительному увеличению микрорельефа поверхности формируемого моносилицида платины, что будет отрицательно сказываться на его контакте с последующими слоями разводки интегральной микросхемы. Наличие кислорода при обработке приводит также к снижению скорости роста силицидов и их адгезии к подложке [5]. Поскольку для проведения процесса БТО используются импульсы светового излучения, то нельзя исключать их влияния на процесс окисления кремния при температурах нагрева до 550 °С. Это, возможно, обусловлено установленным ранее фактором влияния фотонного потока на скорость окисления кремния, связанного с образованием отрицательных ионов кислорода за счет туннелирования и термоэлектронной эмиссии электронов с поверхностных слоев кремния при температурах 1000 °С и выше [6]. Поскольку используемые температуры нагрева при твердофазном синтезе моносилицида платины значительно ниже, и термоэлектронную эмиссию электронов с поверхности кремния можно не учитывать, то процесс туннелирования при этом может иметь место. В этой связи можно ожидать ускоренного роста двуокиси кремния на PtSi за счет взаимодействия кислорода с кремнием, продиффундирующим в моносилицид платины, при его твердофазном синтезе с применением импульсной фотонной обработки системы Pt-Si.

Из литературных данных следует, что для исключения процесса окисления наиболее приемлемой атмосферой для проведения формирования силицида платины методом быстрой термообработки является азот. С этой целью в камере отжига перед обработкой создавался вакуум 10^{-2} мм рт. ст. и для предотвращения наличия в ней остатков кислорода проводилась продувка азотом. Далее в камере повторно создавался вакуум 10^{-2} мм рт. ст. с последующим напуском азота при избыточном давлении и проводилась ее герметизация. Это обеспечивало отсутствие следов двуокиси кремния на поверхности PtSi после завершения процесса быстрой термообработки системы Pt-Si.

Заключение

Для формирования силицида платины на кремнии методом БТО, без возникновения в кремнии термических напряжений, а также для исключения процесса окисления кремния, продиффундировавшего на поверхность пленки платины, ее необходимо проводить в герметичной камере, обеспечивающей разброс температуры по площади пластины не более 0,01 % в атмосфере азота, напуск которого в камеру осуществляется после создания в ней вакуума 10^{-2} мм рт. ст.

Список литературы

1. Мьюрарка Ш.П. Силициды для СБИС. М.: Мир, 1986. 176 с.
2. Концевой Ю.А., Литвинов Ю.М., Фаттахов Э.А. Пластичность и прочность полупроводниковых материалов и структур. М.: Радио и связь, 1982. 240 с
3. Пилипенко В.А. Быстрые термообработки в технологии СБИС. Минск: Изд. центр БГУ, 2004. 531 с.
4. Оценка равномерности облучения полупроводниковых пластин в камере установки БТО / В.А. Пилипенко [и др.] // Вестн. БГУ. Сер. 1. 2015. № 1. С. 34–37.
5. Структурно-морфологические особенности границы раздела Si/PtSi в диодах Шоттки для силивой

микроэлектроники / А.С. Турцевич [и др.] // Вакуумная техника и технология. Т.16, № 4. С. 271–275.
6. Модель термического окисления кремния при быстрой термической обработке / В.А. Пилипенко [и др.] // Вестн. БГУ. Сер. 1. 2006. № 2. С. 35–39.

References

1. M'jurarka Sh.P. Silicidy dlja SBIS. M.: Mir, 1986. 176 s. (in Russ.)
2. Koncevoj Ju.A., Litvinov Ju.M., Fattahov Je.A. Plastichnost' i prochnost' poluprovodnikovyh materialov I struktur. M.: Radio i svjaz', 1982. 240 s. (in Russ.)
3. Pilipenko V.A. Bystrye termoobrabotki v tehnologii SBIS. Minsk: Izd. centr BGU, 2004. 531 s. (in Russ.)
4. Ocenka ravnomernosti obluchenija poluprovodnikovyh plastin v kamere ustanovki BTO / V.A. Pilipenko [i dr.] // Vestn. BGU. Ser. 1. 2015. № 1. S. 34–37. (in Russ.)
5. Strukturno-morfologicheskie osobennosti granicy razdela Si/PtSi v diodah Shottki dlja silivoj mikrojelektroniki / A.S. Turcevich [i dr.] // Vakuumnaja tehnika i tehnologija. T.16, № 4. S. 271–275. (in Russ.)
6. Model' termicheskogo okislenija kremnija pri bystroj termicheskoj obrabotke / V.A. Pilipenko [i dr.] // Vestn. BGU. Ser. 1. 2006. № 2. S. 35–39. (in Russ.)

Сведения об авторах

Солодуха В.А., к.т.н., генеральный директор ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга ОАО «ИНТЕГРАЛ».

Пилипенко В.А., д.т.н., профессор, член-корреспондент НАН Беларуси, заместитель директора по научному развитию ГЦ «Белмикроанализ» ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ».

Горушко В.А., ведущий инженер ГЦ «Белмикроанализ» филиала НТЦ «Белмикросистемы» ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ».

Information about the authors

Saladukha V.A., PhD, general manager of JSC «INTEGRAL» – holding managing company «INTEGRAL».

Pilipenka U.A., D.Sci, professor, corresponding member of the National academy of sciences of Belarus, deputy director of science development of state center «Belmicroanalysis» of JSC «INTEGRAL» – holding managing company «INTEGRAL».

Harushka V.A., leading engineer of state center «Belmicroanalysis» of JSC «INTEGRAL» – holding managing company «INTEGRAL».

Адрес для корреспонденции

220108, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. Казинца, 121А,
ОАО «ИНТЕГРАЛ» –
управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ»
тел. +375-17-212-37-41;
e-mail: office@bms.by
Пилипенко Владимир Александрович.

Address for correspondence

220108, Republic of Belarus,
Minsk, Kazintsa st., 121A,
JSC «INTEGRAL» –
holding managing company «INTEGRAL»
tel. +375-17-212-37-41;
e-mail: office@bms.by,
Pilipenka Uladzimir Aleksandrovich

УДК 539.231

НИЗКОТЕМПЕРАТУРНАЯ ПЛАЗМА МАГНЕТРОННОГО РАЗРЯДА

И.Ш. НЕВЛЮДОВ, Д.В. ГУРИН, В.Н. ГУРИН, К.Л. ХРУСТАЛЕВ

Харьковский национальный университет радиоэлектроники, Украина

Поступила в редакцию 10 октября 2018

Аннотация. В статье исследуется низкотемпературная плазма магнетронного разряда устройства, используемого для синтеза диэлектрических пленок реактивным катодным распылением [1]. Целью исследования является определение температурных характеристик частиц плазмы и распыленного вещества, а также механизма образования химической связи между распыленными атомами и молекулами активного газа. Исследование состава и энергетических параметров плазмы, а также химический состав полученных при распылении частиц вещества, проведен спектроскопическим методом. Количественный состав определялся масс-спектрометром для определения состава распыленных частиц.

Ключевые слова: магнетронная камера, масс-спектрометрия, азотная плазма, распыление, аргоновая плазма.

Abstract. The article investigates a low-temperature plasma of the magnetron discharge of a device used for the synthesis of dielectric films by reactive cathode sputtering. The aim of the study is to determine the temperature characteristics of plasma particles and a sputtered substance, as well as the mechanism for the formation of a chemical bond between sputtered atoms and active gas molecules. A study of the composition and energy parameters of the plasma, as well as the chemical composition of the particles obtained by sputtering, was carried out by a spectroscopic method. The quantitative composition was determined by a mass spectrometer to determine the composition of the sputtered particles.

Keywords: magnetron chamber, mass spectrometry, nitrogen plasma, atomization, argon plasma.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 118, No. 8, pp. 93-100
Low-temperature plasma magnetron discharge
I.Sh. Nevliudov, D.V. Gurin, V.N. Gurin, K.L. Khrustalev

Введение

Для производства солнечных элементов преобразования солнечной энергии в электрическую, применяют различные методы защиты поверхности кремниевых пластин от внешних воздействий. Одним из методов защиты поверхности преобразователя солнечной энергии в электрическую является покрытие поверхности диэлектрическими пленками с низкими коэффициентами поглощения и отражения солнечного света. Оно может осуществляться методом реактивного катодного распыления с использованием магнетронной камеры [2]. Поскольку в процессе напыления растущая пленка подвергается воздействию низкотемпературной плазмы, актуальным является определение механизма образования химической связи между распыленными атомами и молекулами, а так же область протекания реакции, определение технологических параметров, что позволяет выбрать оптимальное расстояние от камеры распыления до поверхности подложки [3]. Значение этих факторов позволяет активно влиять на качество синтезируемых пленок.

К величинам, определяющим параметры распыления, относятся температура плазмы, концентрация ионов и электронов в плазме, концентрация и вид соединения, в котором находится в разряде распыленное вещество. Перечисленные величины могут бить определены спектроскопическими методами. Так, в работе [4] качественный спектральный анализ использовался для определения порогового катодного распыления. Метод атомной абсорбции

применялся для исследования распределения концентрации атомов алюминия по нормали к мишени при катодном распылении алюминиевой мишени в тлеющем разряде при давлении аргона 13,3 Па.

В ходе исследования определены абсолютные концентрации и температуры частиц плазмы магнетронного разряда по данным о ее излучении. Исследовалась аргоновая, азотная и кислородная плазмы разряда. Наряду с основными компонентами – атомарными и ионными линиями A_r 1,2 или молекулярными полосами второй положительной системы азота $N_2(2^+)$ и первой отрицательной системы молекулярного иона $N_2(2^+)$ – в плазме разряда присутствовали атомарные линии распыляемого вещества – нейтрального кремния. Молекулярные примеси давали полосы в ультрафиолетовой области, и их интенсивности возрастали при увеличении давления.

Параметры плазмы разряда

Плазма магнетронного разряда неравновесна: электронная температура не превышает $5\cdot10^4$ К, а температура тяжелых частиц не превышает несколько сотен градусов. Концентрация возбужденных и ионизированных атомов ниже равновесных вследствие высвечивания и диффузионных потерь заряженных частиц.

Согласно корональной модели процессы возбуждения и ионизации являются столкновительными, а процессы девозбуждения и рекомбинации – излучательными. Возбуждение некоторого уровня «К» происходит из основного состояния, его опустошение – спонтанным излучением. Столкновительное девозбуждение, а также каскадные излучательные переходы при низких давлениях не играют большой роли.

Температура и концентрация электронов в разряде определены из зависимостей N_o / N_e от T_e, представленных на рис. 1. Зависимость N_o / N_e от температуры электронов представлена на рис. 2. Аналогичные зависимости получены для азотной и кислородной плазмы. Электронная температура аргоновой, азотной и кислородной плазмы при давлении 0,0665 Па имеет значение $(16–20)\cdot10^3$ К и падает при повышении давления до 1,33 Па, принимая значение $12\cdot10^3$ К (рис. 3).

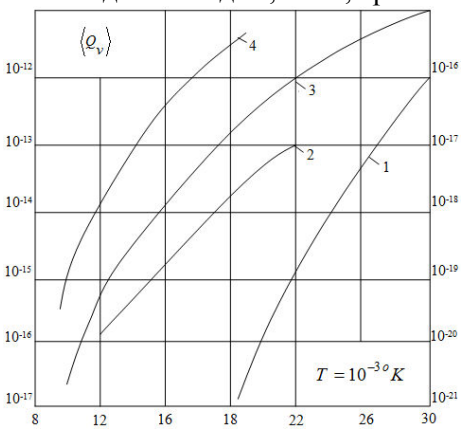


Рис. 1. Функции возбуждения $\langle Q_v \rangle$ линий 1,2: 1 – $\langle Q_v \rangle A_2 2\lambda = 4426$ Å;

2 – $\langle Q_v \rangle A_2 1\lambda = 4300$ Å; 3 – $\langle Q_v \rangle A_2 1\lambda = 4200$ Å; 4 – $\langle Q_v \rangle A_2 2\lambda = 4426$ Å

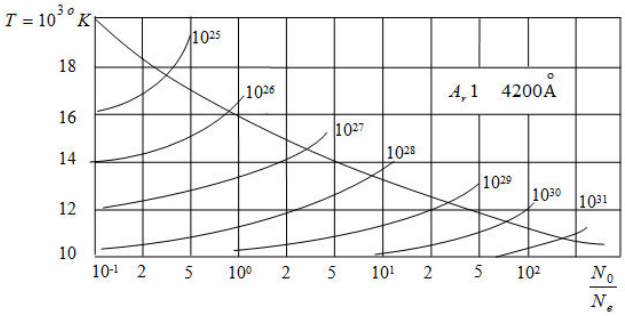


Рис. 2. Рабочие зависимости N_o / N_e от температуры электронов T_e

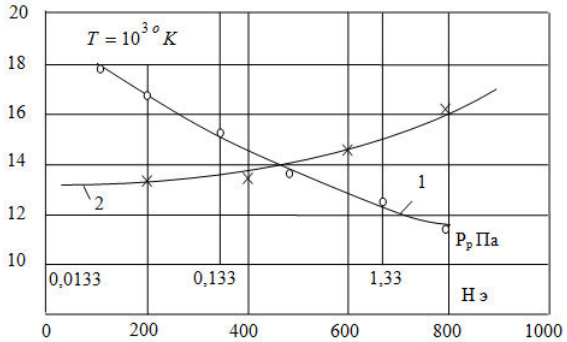


Рис. 3. Зависимость температуры электронов T_e аргоновой плазмы от давления в камере (1)

Увеличение магнитного поля от 100 до 1000 Эрст не приводит к значительному росту T_e, в этих же условиях электронная концентрация с повышением давления заметно возрастает от $(1-5)\cdot 10^{12}$ см$^{-3}$ до $(2-4)\cdot 10^{15}$ см$^{-3}$. По сечению разряда T_e (параллельно катодам) уменьшается незначительно, N_e имеет максимум в центре межэлектродного пространства. Значения колебательной и вращательной температуры приведены в табл. 1.

Таблица 1. **Колебательная и вращательная температуры азотной плазмы**

P, Па	*H*, Э	$T_К\,10^4$, К	$T_В$, К
1,33	100 1000	1,5 20	845 1765
0,133	100 1000	0,75 15	395 525
0,0665	100 1000	0,5 9,5	315 585

Вращательная температура, характеризующая температуру газа, возрастает при повышении давления и увеличении поля. Колебательная температура занимает промежуточное положение между T_B и T_e наряду с линиями A_r 1,2 и полосами N_2, N^+_2, O_2, O_2^+ и магнитного поля (2).

В спектрах наблюдаются интенсивные линии распыляемого вещества кремния. По абсолютной интенсивности этих линий можно оценить концентрацию кремния, если известно сечение возбуждения соответствующего верхнего уровня и измерены параметры плазмы. Измерение интенсивностей наиболее ярких линий Si в разных частях разряда и использование данных для соответствующих точек показало (табл. 2), что при постоянной удельной мощности разряда уменьшение давления рабочего газа в камере в исследуемом диапазоне приводит к снижению концентрации кремния свободного пробега и переходу от диффузного движения атомов кремния через разряд к бесстолкновительному пролету.

Увеличение магнитного поля при постоянном давлении приводит к росту N_{si} на 2–3 порядка, что качественно согласуется с повышением концентрации ионов, бомбардирующих мишень. При изменении удельной мощности разряда от 1 до 6 Вт/см^2 концентрация кремния в разряде увеличивается на 1 порядок (табл. 3). При дальнейшем повышении удельной мощности разряда рост N_{si} уменьшается. Наибольшая концентрация кремния в разряде достигает значения $5{,}6\cdot 10^{13}$ см$^{-3}$. В азотной плазме магнетронного разряда N_{si} на порядок, а в кислородной плазме – на два порядка меньше.

Таблица 2. **Концентрация кремния в плазме магнетронного разряда $\frac{W}{S} = 3$ Вт/см^2**

P, Па	*H*, Э	N_{si} см$^{-3}$		
		в аргоне	в азоте	в кислороде
1,33	300	$7{,}2\cdot 10^{13}$	$5{,}6\cdot 10^{12}$	$6{,}4\cdot 10^{11}$
0,133	300	$7{,}2\cdot 10^{12}$	$3{,}5\cdot 10^{11}$	$3{,}5\cdot 10^{11}$
0,0665	300	$7{,}2\cdot 10^{11}$	$1{,}5\cdot 10^{10}$	$0{,}5\cdot 10^{11}$

Таблица 3. **Концентрация кремния в зависимости от удельной мощности разряда** $P_p = 0{,}399$ Па, $H = 300$ Э

$\frac{\text{Вт}}{\text{см}^2}$	N_{si} см$^{-3}$		
	аргон	азот	кислород
1	$1{,}5 \cdot 10^{13}$	$4{,}5 \cdot 10^{12}$	$3{,}2 \cdot 10^{11}$
2	$2{,}5 \cdot 10^{13}$	$6{,}5 \cdot 10^{12}$	$4{,}8 \cdot 10^{11}$
3	$5{,}1 \cdot 10^{13}$	$9{,}7 \cdot 10^{12}$	$8{,}6 \cdot 10^{11}$
4	$9{,}5 \cdot 10^{13}$	$2{,}5 \cdot 10^{13}$	$1{,}5 \cdot 10^{12}$
5	$2{,}5 \cdot 10^{14}$	$5{,}2 \cdot 10^{13}$	$3{,}6 \cdot 10^{11}$

Пространственное распределение концентрации кремния имеет максимум в центре промежутка между катодами (рис. 4). В плазме магнетронного разряда образуются молекулы $\mathrm{Si-N}$, $\mathrm{Si-O}$, спектр которых известен. Данные о вероятности электронного перехода и о сечении возбуждения $\mathrm{Si-N}$ отсутствуют, однако, основываясь на результатах работы [5], можно утверждать, что вероятность оптического перехода, а следовательно, и сечение возбуждения являются типичными для двухатомных молекул.

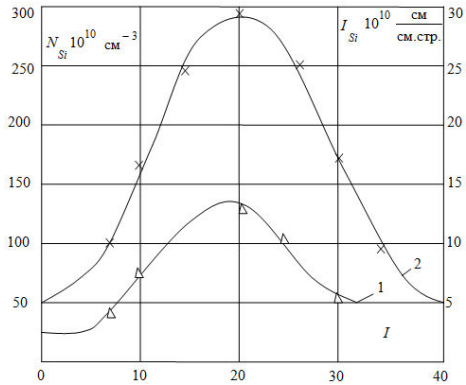


Рис. 4. Распределение концентрации (1) и интенсивности линий кремния (2) в азотной плазме разряда $P_p = 0{,}665$ Па, $W / S = 3$ Вт/см^2

В условиях магнетронного разряда полосы $\mathrm{Si-N}$ обнаружены в области рабочих давлений 0,798–1,33 Па и удельной мощности разряда 5 Вт/см^2. Концентрация $\mathrm{Si-N}$ составляла $3 \cdot 10^9$ см$^{-3}$. В кислородной плазме полосы $\mathrm{Si-O}$ обнаружены в области рабочих давлений и удельных мощностей разряда, полосы $\mathrm{Si-N}$ и $\mathrm{Si-O}$ не обнаружены. Таким образом, содержание $\mathrm{Si-N}$ в рабочем диапазоне давлений во все области разряда достигает 10 % концентрации атомарного кремния, тогда как содержание $\mathrm{Si-O}$ может в 2–3 раза ее превышать. Измерены также интенсивности линий Al в азотной и кислородной плазме разряда. Полученные данные приведены в табл. 4. Анализ результатов показывает, что в плазме магнетронного разряда соединения нитридов не являются преобладающими.

Таблица 4. **Интенсивности линий кремния и алюминия в азоте и кислороде при давлении газа** $P_p = 0{,}399$ Па

Материал катода – распыляющий газ	$\frac{W}{S}$, $\frac{\text{Вт}}{\text{см}^2}$	$V_{\text{ос}}$, Å / мин	λ, Å	Интенсивность линий	$\frac{N_M(\mathrm{N_2})}{N_M(\mathrm{O_2})}$
$Si-N_2$	2	120	2881,6	0,64	8,6
$Si-O_2$	2	60	2881,6	0,052	
$Al-N_2$	2	70	3082,2	0,58	3
$Al-O_2$	2	50	3082,2	0,16	

Состав распыленных частиц, осаждающихся на образец

Типичные масс-спектры представлены на рис. 5, 6.

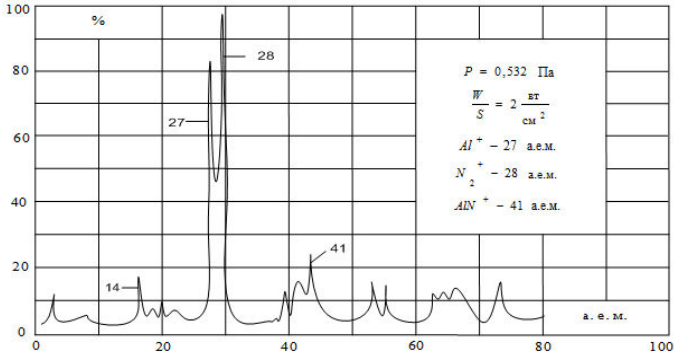


Рис. 5. Масс-спектр, снятый при осаждении пленок AlN, $T_n = 523$ К

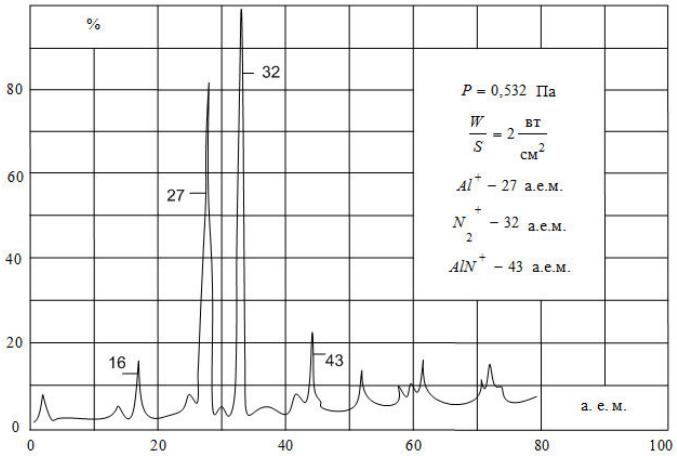


Рис. 6. Масс-спектр, снятый при осаждении пленок Al_2O_3, $T_n = 523$ К

При расшифровке масс спектров, записанных при распылении Si, Al, Ti, обнаружено смещение пиков, соответствующих материалу катода, в сторону меньших масс. Это объясняется тем, что атомы, выбиваемые из катодов, обладают энергией в несколько электроно-вольт, которую не теряют при ионизации. Благодаря этому на спектрограмме наблюдаются два пика, соответствующих молекулярным ионам N и атомарным ионам Si (массовое число 28 а.е.м.). На спектрограмме обнаружен пик соединения $\mathrm{Si-N}$ (массовое число 42 а.е.м.). Его уровень составляет примерно 10 % от высоты пика Si. При распылении Al в атмосфере азота и кислорода на спектрограммах наблюдаются пики молекулярных ионов N_2^+ и O_2^+, а также соединений AlN^+ и AlO^+. Их уровень составляет 15 % от высоты пика Al^+. При распылении кремния и титана в атмосфере кислорода пик ионов моноокиси кремния в три раза, а пик ионов монооксиси титана в два раза превышают пик ионов кремния и титана.

Результаты анализа масс-спектров представлены в табл. 5, где $j_м[N_2]$, $j_{м^+}[O_2]$ – токи ионов Al^+ и Si^+ при распылении катодов в азоте и кислороде, V_{oc} – скорость роста соответствующей пленки, $\frac{W}{S}$ – удельная мощность разряда при давлении 0,266 Па.

Таблица 5. **Результаты анализа масс-спектрограмм**

Материал катода – распыляющий газ	$\frac{W}{S}$, $\frac{\text{Вт}}{\text{см}^2}$	V_{oc}, Å/мин	$\frac{V_{oc}[N_2]}{V_{oc}[O_2]}$	$\frac{j_{м^+}[N_2]}{j_{м^+}[O_2]}$
$Si-N_2$	2	120	2,0	8
$Si-O_2$	2	60		
$Al-N_2$	2	70	1,4	2
$Al-O_2$	2	50		

При распылении кремния отношение ионных токов $j_{м^+}[N_2]\left[j_{м^+}[O_2]\right]$ выше, чем отношение скоростей роста пленок на подложке $V_{ос}[N_2]\left[V_{ос}[O_2]\right]$, а также соединение SiO преобладает в составе частиц, распыленных в кислороде. Из табл. 4, 5 следует, что отношение концентрации атомов в плазме разряда, определенных спектроскопическим методом, сравнимо с отношениями ионных токов частиц, поступающих на образец и регистрируемых масс-спектрометром. На рис. 7 представлены зависимости энергии частиц, облучающих пленку, плотности облучения от удельной мощности разряда.

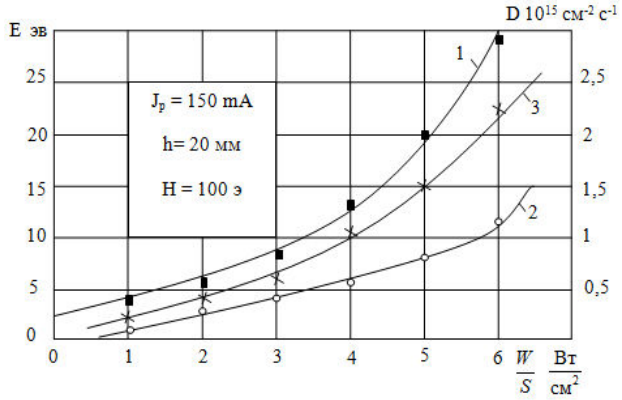


Рис.7. Зависимость энергии E электронов (1), ионов (2) и плотности облучения D (3) от удельной мощности разряда $\frac{W}{S}$

С увеличением удельной мощности разряда от 1 до 6 Вт/см^2 энергия электронов возрастает от 5 до 30 эВ. При тех же условиях энергия ионов изменяется от 1 до 12 эВ. Рост удельной мощности разряда приводит к незначительному увеличению плотности облучения.

Зависимости концентрации частиц и плотности облучения от расстояния анод–образец представлена на рис. 8.

С увеличением расстояния анод–образец от 0 до 20 мм концентрация частиц и плотность облучения изменяются в пределах одного порядка, уменьшаясь от $N = 10^{11}$ см$^{-3}$ до $2{,}8 \cdot 10^{10}$ см$^{-3}$ и от $D = 10^{17}$ см$^{-2}$ до $0{,}5 \cdot 10^{16}$ см$^{-2}$ с$^{-1}$, что не противоречит данным, изложенным в [6]. На рис. 9. представлены зависимости энергии электронов (1) и плотности облучения (2) от напряженности магнитного поля. Изменение напряженности магнитного поля в указанных пределах приводит к уменьшению дозы облучения на 3 порядка – от 16^{16} см$^{-2}$ с$^{-1}$ до 10^{13} см$^{-2}$ с$^{-1}$.

Анализ полученных зависимостей показывает, что энергетические характеристики плазмы разряда могут оказывать активное влияние на электрофизические параметры синтезируемых пленок [7].

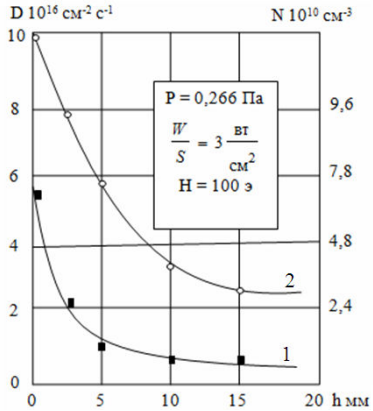


Рис. 8. Зависимость концентрации частиц N (1) и плотности облучения D (2) от расстояния анод–образец h

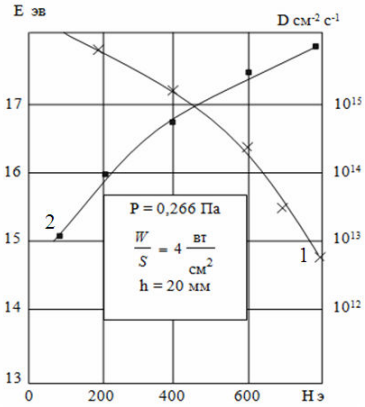


Рис. 9. Зависимость энергии электронов E (1) и плотности облучения D (2) от напряженности магнитного поля H

Заключение

В результате проведенных исследований установлено, что электронная температура аргоновой, азотной и кислородной плазмы при давлении 0,0665 Па имеет значение (16–20)·10^3 К и падает при повышении давления до 1,33 Па, принимая значение $12 \cdot 10^3$ К.

Увеличение магнитного поля от 100 до 1000 Эрст не приводит к значительному росту T_e, в этих же условиях электронная концентрация с повышением давления заметно возрастает от (1–5)·10^{12} см$^{-3}$ до (2–4)·10^{15} см$^{-3}$. По сечению разряда T_e (параллельно катодам) уменьшается незначительно, N_e имеет максимум в центре межэлектродного пространства.

Полученные результаты служат основой для выбора оптимального расположения подложки относительно активной части плазмы разряда, что дает возможность избежать неконтролируемого нагрева поверхности растущей пленки при автоматизации технологического процесса и оптимизировать воздействие плазмы разряда на свойства диэлектрических пленок и границы раздела полупроводник–диэлектрик.

Список литературы

1. Достанко А.П. Технологические процессы и системы в микроэлектронике: плазменные, электронно-ионно-лучевые, ультразвуковые. Минск: Бестпринт, 2009. 199 с.
2. Гурін Д.В. Аналіз методів отримання наноструктурованих діелектричних плівок // Технология приборосроения. 2016. Вып. 3. 7 с.
3. Taccogna F., Dilecce G. Non-equilibrium in low-temperature plasmas // Eur. Phys. J. D (2016) 70: 251. https://doi.org/10.1140/epjd/e2016-70474-0.
4. Huges H.L., Baxter R.D., Phillips B. Dependence of MOS device radiation sensitivity on impurities // IEEE. 1972. № 5–19. P. 256–263.
5. Гольдфарб В.М. Оптическое излучение / Очерки физики и химии низкотемпературной плазмы. М.: Наука, 1971. С. 169–233.
6. Рогов А.В., Бурмакинский И.Ю. Исследование магнетронного разряда постоянного тока методом подвижного сеточного анода // Журнал технической физики. 2004. Т. 74, вып. 4. С. 27–30.
7. Гурин В.Н. Влияние проникающей плазмы на свойства диэлектрика и границы раздела полупроводникдиэлектрик при реактивном катодном распылении // Радиоэлектроника и информатика. 2001. № 4 (17). С. 29–32.

References

1. Dostanko A.P. Tehnologicheskie processy i sistemy v mikrojelektronike: plazmennye, jelektronno-ionno-luchevye, ul'trazvukovye. Minsk: Bestprint, 2009. 199 s. (in Russ.)
2. Gurin D.V. Analiz metodiv otrimannja nanostrukturovanih dielektrichnih plivok // Tehnologija priborosroenija. 2016. Vyp. 3. 7 s. (in Russ.)
3. Taccogna F., Dilecce G. Non-equilibrium in low-temperature plasmas // Eur. Phys. J. D (2016) 70: 251. https://doi.org/10.1140/epjd/e2016-70474-0.
4. Huges H.L., Baxter R.D., Phillips B. Dependence of MOS device radiation sensitivity on impurities // IEEE. 1972. № 5–19. P. 256–263.
5. Gol'dfarb V.M. Opticheskoe izluchenie / Ocherki fiziki i himii nizkotemperaturnoj plazmy. M.: Nauka, 1971. S. 169–233. (in Russ.)
6. Rogov A.V., Burmakinskij I.Ju. Issledovanie magnetronnogo razrjada postojannogo toka metodom podvizhnogo setochnogo anoda // Zhurnal tehnicheskoj fiziki. 2004. T. 74, vyp. 4. S. 27–30. (in Russ.)
7. Gurin V.N. Vlijanie pronikajushhej plazmy na svojstva dijelektrika i granicy razdela poluprovodnikdijelektrik pri reaktivnom katodnom raspylenii // Radiojelektronika i informatika. 2001. № 4 (17). S. 29–32. (in Russ.)

Сведения об авторах

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

Гурин В.Н., д.т.н., проф., профессор кафедры компьютерно-интегрированных технологий, автоматизации и мехатроники Харьковского национального университета радиоэлектроники.

Гурин Д.В., аспирант кафедры компьютерно-интегрированных технологий, автоматизации и мехатроники Харьковского национального университета радиоэлектроники.

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

Адрес для корреспонденции

61166, Украина,
Харьков, пр. Науки, 14,
Харьковский национальный
университет радиоэлектроники
тел. +38-057-702-14-86;
e-mail: dmytro.gurin@nure.ua
Гурин Дмитрий Валерьевич

Information about the authors

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

Gurin V.N., D.Sci, professor of computer-integrated technologies, automation and mechatronics department of Kharkiv national university of radioelectronics.

Gurin D.V., PG student 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.

Address for correspondence

61166, Ukraine,
Kharkiv, Science ave., 14,
Kharkiv national
university of radioelectronics
tel. +38-057-702-14-86;
e-mail: dmytro.gurin@nure.ua
Gurin Dmytro Valer'evich

УДК 621.391.14

ПОРОГОВОЕ ДЕКОДИРОВАНИЕ НЕДВОИЧНЫХ САМООРТОГОНАЛЬНЫХ СВЕРТОЧНЫХ КОДОВ

Е.Г. МАКЕЙЧИК, А.И. КОРОЛЁВ, В.К. КОНОПЕЛЬКО

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 10 октября 2018

Аннотация. Рассматривается эффективность порогового декодирования недвоичных самоортогональных сверточных кодов в канале связи с аддитивным белым гауссовским шумом при коррекции $t(t \geq 1)$ символьных ошибок. Символы или элементы кодовых последовательностей (КП) используемого самоотрогонального сверточного кода со скоростью передачи кода $R = k_0/n_0 = 1/2$ являются элементами конечного поля $GF(a^i)$, $i \geq 2$. Количество ошибочных кодовых символов и их позиций в принятой КП на длине кодового ограничения $n_a = (m+1) \cdot n_0$ двоичных символов определяется декодером на основе структуры сформированной синдромной последовательности (СП) $S(x) = \{S_0, S_1, \ldots, S_N\}$, зависящей от структуры ошибок в канале связи и структуры порождающих полиномов: m – максимальная степень порождающих полиномов. Установлено, что при сохранении достоинств порогового алгоритма декодирования обеспечивается увеличение в $i(i \geq 2)$ раз кратности корректируемых ошибок двоичными самоортогональными кодами при равной скорости передачи кодов.

Ключевые слова: самоортогональный сверточный код, кодовые последовательности, скорость кода, пороговое декодирование, порождающий полином.

Annotation. The efficiency of threshold decoding of non-binary self-orthogonal convolutional codes in the communication channel with additive white Gaussian noise with the correction of $t(t \geq 1)$ symbolic errors is considered. The characters or elements of the code sequence (CS) used by the self-triggered convolutional code with the code transmission rate equaled $R = k_0/n_0 = 1/2$ are the elements of the final field $GF(a^i)$, $i \geq 2$. The number of erroneous code symbols and their positions in the received CS on the length of the code constraint equaled $n_a = (m+1) \cdot n_0$ binary symbols is determined by the decoder based on the structure of the generated syndrome sequence (SS) $S(x) = \{S_0, S_1, \ldots, S_N\}$, depending on the structure of errors in the communication channel and the structure of the generating polynomials: m is maximum degree of the generating polynomials. It has been established that while preserving the merits of the threshold decoding algorithm, an increase in $i(i \geq 2)$ times the multiplicity of corrected errors is ensured by binary self-orthogonal codes with an equal transfer rate of codes.

Keywords: self-orthogonal convolutional code, code sequences, code speed, threshold decoding, generator polynomial.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 118, No. 8, pp. 101-107
Threshold decoding of hospitals self-original conventional codes
E.G. Makeichik, A.I. Korolev, V.K. Kanapelka

Введение

Повышение достоверности передачи информации является актуальной задачей современных цифровых систем связи. Эффективным способом решения этой задачи является применение помехоустойчивого кодирования. Среди используемых помехоустойчивых кодов для решения этой задачи широкое применение получили самоортогональные сверточные коды (ССК) с алгоритмом порогового декодирования. Высокие корректирующие свойства обеспечивают недвоичные ССК. Разрабатывается реализация канального кодека на основе недвоичного ССК с алгоритмом порогового декодирования, обеспечивающего минимальную сложность реализации кодека и задержку информационных символов при декодировании.

Общий принцип порогового декодирования недвоичных самоортогональных сверточных кодов

Известно [1–4], что ССК с пороговым алгоритмом декодирования – это такой рекурентный код, который формирует полубесконечные КП, структура которых зависит от структуры передаваемой информации, количества и структуры порождающих полиномов $G^{(j)}$, $j = 1, 2, \ldots, k_0$. Самоортогональность сверточных кодов означает, что декодируемые кодовые символы $k_0 \left(k_0 \geq 1\right)$ входят во все j $\left(I \geq 2\right)$ проверочные уравнения, а все остальные информационные символы входят в проверочные уравнения по одному разу. Формирование проверочных уравнений (проверок) осуществляется на основе проверочной матрицы $\mathbf{H}$, имеющей форму, представленную на рис. 1.

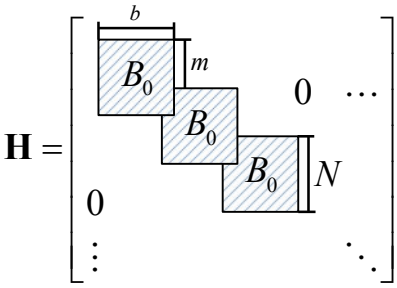


Рис. 1. Проверочная матрица ССК с алгоритмом порогового декодирования

Блоки B_0 представляют собой полубесконечные проверочные подматрицы, каждая из которых имеет «*b*» столбцов, неопределенное количество строк и определенное количество ненулевых позиций (ненулевых символов), а все остальные позиции проверочной матрицы $\mathbf{H}$ – целое число, при котором произведение $N \cdot b$ проверочной подматрицы формирует в целом проверочную матрицу $\mathbf{H}$. Параметр «*b*» определяет длину мини-блока КП. В целом количество N строк проверочной подматрицы B_0 достаточно для формирования проверочной матрицы $\mathbf{H}$.

Формирование полубесконечных КП ССК осуществляется по следующему правилу [1–5]:

$$T^{(i)}\left(D\right) = \sum_{i=1}^{j} I^{(j)}\left(D\right) \cdot G^{(j)}\left(D\right),\ j = 1, 2, \ldots, k_0,\ i = j + 1, \tag{1}$$

где $I^{(j)}\left(D\right)$ – полубесконечная последовательность передаваемых информационных символов; $G^{(j)}\left(D\right)$ – порождающий полином.

Сформированная полубесконечная КП, принятая без ошибок на приемной стороне, должна удовлетворять следующему уравнению [1–3]:

$$T'^{(i)}\left(D\right) \cdot \mathbf{H}^{T}\left(D\right) = 0. \tag{2}$$

Допустим, что I_i представляет *i*-й ввод или символ КП, а первые «*m*» строк проверочной матрицы $\mathbf{H}$ можно представить как «*m*» уравнений с «*b*» неизвестными $I_1 \ldots I_b$.

Если предположить, что первые «*m*» строк матрицы независимы, то $b-m$ символов можно выбрать произвольно из первых «*b*» символов. Если $I_1 \ldots I_b$ символов будут удовлетворять первым «*m*» уравнениям, то следующие «*m*» строк матрицы $\mathbf{H}$ могут быть использованы как «*m*» уравнений с «*b*» неизвестными символами $I_{b+1} \ldots I_{2b}$. Данная процедура может быть повторена для каждого блока из «*b*» символов: символы $b-m$ в каждом блоке могут выбираться произвольно, а остальные «*m*» символов определяются из «*m*» уравнений: далее их будем называть уравнениями проверки на четность или контрольными (проверочными) символами.

Контрольные (проверочные) «*m*» символов определяют избыточность и, соответственно, скорость передачи кода, а именно [4, 5]

$$R = (b-m)/b = k_0/n_0 , \tag{3}$$

где $b = k_0$ – мини-блок информационных символов; n_0 – мини-блок кодовых символов, формируемый на длине кодового ограничения, равного $n_a = (b/m) \cdot N = (\varepsilon+1) \cdot b = (\varepsilon+1) \cdot n_0$, дв. симв., где ε – максимальная степень порождающих полиномов сверточного кода.

Кодовые символы вышеопределенного ССК являются элементами конечного поля $G(g^l)$, где $g = 0;1$ – размер алфавита, $l = 2;3;4;\ldots$ – размерность символа, т. е. число элементов (битов) алфавита в кодовом символе. Далее, при рассмотрении порогового алгоритма декодирования недвоичного ССК принимаем $m = 1$.

Учитывая, что проверочная подматрица B_0 двоичного ССК корректирует $t(t \geq 2)$-кратные ошибки со скоростью кода $R = (b-1)/b$, то проверочная матрица ССК корректирует $t = 1$ (одиночные символьные) ошибки со скоростью кода

$$R = k(b-1)/\left[k(b-1)+1\right] = (b'-1)/b' , \tag{4}$$

где k – произвольно выбранный элемент, строящийся по следующему алгоритму [1–3]:

Шаг 1. Заменим *i*-й ненулевой элемент *j*-й колонки подматрицы B_0 на ряд векторов $\left(1, \alpha^{[1]}, \ldots, \alpha^{k[l]}\right)$, где α – простой элемент $G(g^l)$.

Шаг 2. Заменим все нулевые вводы подматрицы на нулевые ряды векторов размерности k (параметр k – произвольно выбранный для получения ССК со скоростью кода $R = \left(k(b-1)/\left[k(b-1)+1\right]\right)$.

Шаг 3. Оставим последнюю колонку (колонка проверки на четность) подматрицы B_0 неизменной.

Полученная проверочная матрица $\mathbf{H}_N$ (рис. 2) будет определять ССК, обеспечивающий коррекцию *t*-кратных ошибок на кодовой длине $n_a = N\left[k(b-1)+1\right] = N \cdot b'$ бит, где N равно числу строк в подматрице B_0 [4, 5].

$$\mathbf{H}_N = \left[\begin{array}{ccc|ccc|ccc|ccc|ccc|ccc|ccc}
1 & 1 & 1 & & & & & & & & & & & & & & & & & & \\
1 & a & 0 & 1 & 1 & 1 & & & & & & & & & & & & & & & \\
0 & 0 & 0 & 1 & a & 0 & 1 & 1 & 1 & & & & & & & & & & & & \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & a & 0 & 1 & 1 & 1 & & & & & & & & & \\
1 & a^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & a & 0 & 1 & 1 & 1 & & & & & & \\
0 & 0 & 0 & 1 & a^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & a & 0 & 1 & 1 & 1 & & & \\
1 & a^3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & a^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & a & 0 & 1 & 1 & 1
\end{array}\right]$$

Рис. 2. Проверочная подматрица ССК со скоростью кода $R = (b'-1)/b'$

Декодирование данного ССК осуществляется путем матричного перемножения полученных КП $T^{(ij)}(D)$ (где полученные КП рассматриваются как колонки векторов), в результате чего формируются символы синдромной последовательности (синдромы). Каждая перемноженная таким образом последовательность состоит из Nb'/m символов. После того как обработана одна последовательность, следующая последовательность умножается на матрицу $\mathbf{H}_N$, включающую предыдущую последовательность без последних «b'» символов, и складывается с «b» ранее полученных последовательностей и т. д.

Далее рассмотрим принцип работы канального кодека на основе вышеописанного ССК с пороговым алгоритмом декодирования. В качестве сверточного кода будем рассматривать ССК со скоростью $R=(b'-1)/b'$: скорость СК определяется выбранным способом передачи кодовых символов. Самоортогональный недвоичный СК корректирует двукратные символьные ошибки, каждый кратностью $l=3$ бита, длиной блока $b=3$ символа и проверочной матрицей вида (рис. 2) с параметром α, являющимся простым элементом поля $G(\ )$, которым ограничивается данный код. Обобщенная функциональная схема канального кодера рассматриваемого ССК приведена на рис. 3 [3–5]: ▥ – трехбитовый регистр сдвига; ○ – схема умножения на константу; ФСУк – формирователь сигналов управления кодера; Кл. – ключ управления.

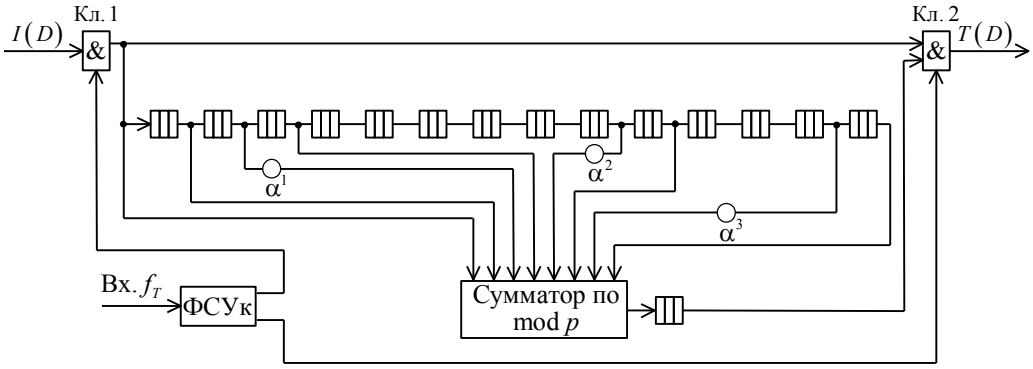


Рис. 3. Обобщенная функциональная схема канального кодера недвоичного самоортогонального сверточного кода

Связи регистра сдвига канального кодера с многовходовым сумматором по $\bmod p$ определяются проверочной матрицей $\mathbf{H}_N$ (рис. 2) – так называемыми позициями информационных символов, соответствующих первым двум позициям каждой из семи колонок нижней строки матрицы. Каждое из этих значений соответствует одному из символьных регистров кодера. Выходы второго, девятого и тринадцатого трехбитовых регистров сдвига подключаются к сумматору по $\bmod p$ через умножение на элементы α^1, α^2 и α^3 соответственно. Нулевые двоичные символы «0» в первых двух позициях как четвертой, так и пятой колонок матрицы указывают, что выходы 4, 5, 6 и 7 трехбитовых регистров не подключаются к сумматору по $\bmod p$.

Формирование кодовых символов выполняется следующим образом. Источник информации выдает трехбитовые информационные символы в канал связи и на RG кодера. Второй информационный символ каждой пары символов также поступает на сумматор по $\bmod p$ вместе с выходными символами первого, третьего девятого и тринадцатого регистров. Кроме того, на сумматор по $\bmod p$ поступают символы с выходов трехбитовых регистров – второго, восьмого и двенадцатого, умноженных на коэффициенты α^1, α^2 и α^3 соответственно. Схемы умножения на константы являются простыми умножителями, используемыми для умножения символов на постоянную величину. Сформированный проверочный (контрольный) символ с выхода сумматора по $\bmod p$ поступает на вход проверочного трехбитового регистра.

После каждой пары информационных символов, переданных в канал связи, источник информации отключается от входа кодера, и в канал связи выдается сформированный проверочный символ, после чего вновь подключается ко входу кодера источник информации, который снова выдает два трехбитовых информационных символа, и процесс кодирования информации, описанный выше, повторяется. Таким образом, проверочный трехбитовый символ формируется для каждой пары трехбитовых информационных символов. Сформированная группа из трех трехбитовых символов носит название кодового блока и определяет скорость кода $R = 2/3$. Обобщенная функциональная схема, иллюстрирующая принцип построения недвоичного канального декодера ССК, приведена на рис. 4: ▥ – трехбитовый регистр сдвига; ⊕ – сумматор по $\bmod 2$; ○ – схема умножения на константу; ФСУд – формирователь символов управления декодера.

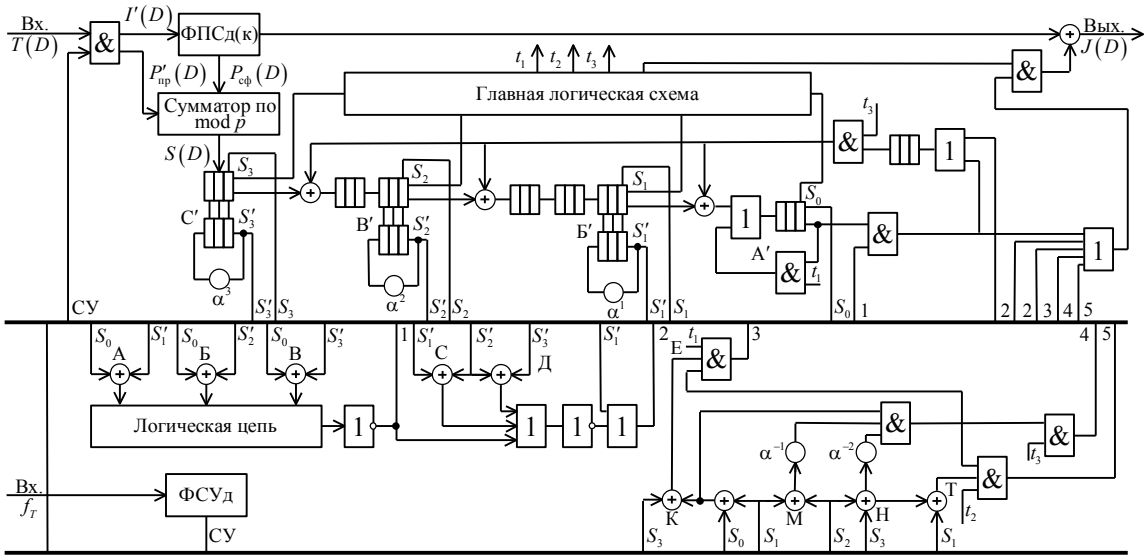


Рис. 4. Обобщенная функциональная схема канального декодера недвоичного самоортогонального сверточного кода

Декодирование символов КП осуществляется следующим образом. Принятые из канала связи символы КП разделяются на два подпотока: $I'(D)$ – поток информационных символов; $P'_{пр}(D)$ – поток проверочных символов. Принятые информационные символы поступают на вход формирователя проверочных символов декодера или кодера ФПСд(к), имеющего структуру построения и принцип работы аналогично канальному кодеру. Принципиальное отличие ФПСд от канального кодера состоит только в том, что RG ФПСд имеет на один символьный трехбитовый регистр больше, чем канальный кодер.

Сформированные проверочные символы $P_{сф}(D)$ поступают на один из входов формирователя синдромных символов или синдрома (ФСС), выполняемого в виде сумматора по $\bmod p$, на второй вход которого поступают принятые проверочные символы $P'_{сф}(D)$. Символы синдрома, используемые для определения достоверности принятых информационных символов, определяются, как указывалось выше, матрицей $\mathbf{H}_N$ (рис. 2): означенные элементы записываются на те места первого столбца матрицы, которые являются ненулевыми. То есть, первый, второй, пятый и седьмой символы синдрома, которые хранятся в трехбитовых регистрах анализатора синдромной последовательности (АСП), записываются соответственно в первую, вторую, пятую и седьмую ненулевые ячейки первого столбца $\mathbf{H}_N$.

После поступления каждого нового синдромного символа в RG АСП, содержимое первого, третьего и шестого регистров переписывается в трехбитовые регистры деления. Далее содержимое первого, третьего, шестого и седьмого регистров переносится в главную логическую схему: если три из четырех символов синдрома S_0, S_1, S_2, S_3 – ненулевые, то главная логическая схема выдает сигнал (импульс) на вход схемы «И», что указывает

на то, что один из информационных символов является ошибочным. Пусть ошибочным будет i_1. В этом случае, исследуя матрицу $\mathbf{H}_N$ и, в частности, крайний левый столбец, который переписывается в самую правую позицию RG АСП, можно заметить, что три из четырех символов S_0, S_1, S_2, S_3 будут ненулевыми (если ошибочным был только один информационный символ, то все четыре символа синдрома S_0, S_1, S_2, S_3 будут ненулевыми). Тем не менее может быть ошибочным и другой информационный символ на длине кодового ограничения. Однако эта ошибка на момент декодирования первого ошибочного информационного двухбитового символа изменит полярность (уровень) только одного синдромного символа из четырех и, следовательно, выполнится коррекция ошибочного символа.

Далее предположим, что ошибочным является символ i_2, записанный в третий справа трехбитовый символьный регистр. В этом случае снова или, по крайней мере, два из трех компонентов синдрома S_1, S_2, S_3 будут отличаться от S_0 умножением на α. Если S_1 – один из таких компонентов, то он будет умножен на α (кратен α) и будет отличаться от S_0. Аналогично проводятся операции с компонентами S_2, S_3 – умножение соответственно на α^2 и α^3. Таким образом, чтобы можно было использовать электрическую схему, которая использовалась ранее, необходимо после завершения коррекции символов разделить компонент синдрома S_3 на α^3 делителем C′ и результат записать в регистр делителя. Аналогично разделить S_2 на α^2 и S_1 на α^1 и записать результаты деления в соответствующие регистры (данная операция выполняется во временные интервалы $t_1 - t_3$, устанавливаемые ФСУд). Результаты деления вместе с компонентом синдрома S_0 подаются на сумматоры по mod 2 А, Б, В, С и Д и обрабатываются аналогично первому случаю.

Теперь предположим, что оба символа, расположенных справа на второй и третьей позиции RG ФПСд, ошибочны. Если ошибочные позиции принять как r_1 и r_2 – «0» и «1» соответственно, то значения ошибок e_1 и e_2 можно получить из основной формулы $S_{t'} = \alpha^{r_1} e_1 + \ldots + \alpha^{t'} e_{t'}$, где $t' = 2$, следующим образом.

Так как $S_0 = e_1 \oplus e_2$, $S_1 = e_1 \oplus \alpha e_2$, $S_2 = e_1 \oplus \alpha^2 e_2$ и $S_3 = e_1 \oplus \alpha^3 e_2$, то суммируя S_0, S_1, S_3, получим

$$S_0 + S_1 + S_3 = e_1 + e_2\left(1 + \alpha + \alpha^3\right). \tag{5}$$

Так как $g(D) = 1 + D + D^3$ – примитивный полином кода, то очевидно, что $\alpha^3 + \alpha + 1 = 0$, и тогда уравнение (5) будет равно

$$S_0 + S_1 + S_3 = e_1, \tag{6}$$

Таким образом, ошибочный элемент e_1 может быть получен путем суммирования по mod 2 S_0, S_1, S_3. Когда символы i_1 и i_2 ошибочны, по цепи Е поступает импульс e_1, и далее выполняется операция

$$S_0 + S_1 = \alpha'\left(S_1 + S_2\right) = \alpha^2\left(S_2 + S_3\right). \tag{7}$$

Эта операция выполняется сумматорами по mod 2 (К, М, Н) и соответствующими делителями $\left(\alpha^{-1}\right)$ и $\left(\alpha^{-2}\right)$. Если же условия выполняются, то на выходе трехвходовой схемы «И» будет высокий уровень, который через схему «И» во время получения t_1, поступившего от главной логической схемы, далее поступает через пятивходовую схему «ИЛИ» и двухвходовую схему «И» на выходной сумматор по mod 2.

Значения ошибки e_2 используются для коррекции символа i_2 следующим образом. Из уравнений (6) и (7) можно записать, что $e_2 = S_0 + \left(S_0 + S_1 + S_3\right) = S_1 + S_3$.

Данные компоненты синдрома, поступившие на входы сумматора по $\mathrm{mod}\,2$, формируют на его выходе импульс с высоким уровнем, который при поступлении временного интервала t_3 от главной логической схемы поступит через пятивходовую схему «ИЛИ» и двухвходовую схему «И» на выходной сумматор по $\mathrm{mod}\ 2$ $e_2 \oplus i_2$. В результате этого будет выполнена коррекция ошибочного символа i_2. Исправленные версии двух трехбитовых информационных символов i_1 и i_2 поступят к получателю информации.

Заключение

Предложенный метод построения канального кодека на основе недвоичного ССК с алгоритмом порогового декодирования обеспечивает двукратное увеличение корректирующей способности по сравнению с двоичным ССК при равных скорости передачи кода и количестве ортогональных проверок. Данный метод построения канального кодека может быть легко применим для недвоичных ССК с другими параметрами.

Список литературы

1. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки. М.: Мир, 1986. 576 с.
2. Кларк Дж. мл., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. М.: Радио и связь, 1982. 392 с.
3. Морелос-Сарога Р. Искусство помехоустойчивого кодирования: методы, алгоритмы применения. М.: Техносфера. 2005. 320 с.
4. Теория прикладного кодирования: в 2 т. / В.К. Конопелько [и др.]. Минск: БГУИР, 2004. 688 с.
5. Королев А.И., Ахмед Саид Аль-Алем, Конопелько В.К. Помехоустойчивое кодирование информации. Минск: Бестпринт, 2013. 276 с.

References

1. Bleıhýt R. Teorıa ı praktıka kodov, kontrolırýıýıh oshıbkı. M.: Mır, 1986. 576 s. (in Russ.)
2. Klark Dj. ml., Keın Dj. Kodırovanıe s ıspravleniem oshıbok v sıstemah tsıfrovoı sviazı. M.: Radıo ı sviaz, 1982. 392 s. (in Russ.)
3. Morelos-Saroga R. Iskysstvo pomehoýstoıchıvogo kodırovanııa: metody, algorıtmy prımenenııa. M.: Tehnosfera. 2005. 320 s. (in Russ.)
4. Teorija prikladnogo kodirovanija: v 2 t. / V.K. Konopel'ko [i dr.]. Minsk: BGUIR, 2004. 688 s. (in Russ.)
5. Korolev A.I., Ahmed Saıd Al-Alem, Konopelko V.K. Pomehoýstoıchıvoe kodırovanıe ınformatsıı. Mınsk: Bestprınt, 2013. 276 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

Макейчик Е.Г., старший преподаватель кафедры инфокоммуникационных технологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

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

Конопелько В.К., д.т.н., профессор, профессор кафедры инфокоммуникационных технологий 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. +375-17-293-80-36;
e-mail: center-itizi@bsuir.by
Макейчик Екатерина Геннадьевна

Information about the authors

Makeichik E.G., senior lecturer of department of infocommunication technologies of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Korolev A.I., PhD, associate professor, associate professor of department of infocommunication technologies of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Kanapelka V.K., D.Sci., professor, professor of department of infocommunication technologies 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. +375-17-293-80-36;
e-mail: center-itizi@bsuir.by
Makeichik Ekaterina Gennad'evna

УДК 623.618

КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ В СЛЕДЯЩЕМ КООРДИНАТОРЕ ЦЕЛЕЙ ГОЛОВКИ САМОНАВЕДЕНИЯ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СТРЕЛЬБЫ ЗЕНИТНО-РАКЕТНОГО КОМПЛЕКСА ТИПА «СТРЕЛА-10М2»

Д.С. ШАРАК, А.Ю. ЛИПЛЯНИН, А.В. ХИЖНЯК

Военная академия Республики Беларусь, Республиа Беларусь

Поступила в редакцию 14 ноября 2018

Аннотация. Обосновано применение комплексирования изображений видимого и инфракрасного диапазонов в следящем координаторе целей головки самонаведения (ГСН) для повышения эффективности стрельбы зенитно-ракетного комплекса (ЗРК) типа «Стрела-10М2». Представлен вариант снижения цикла стрельбы ЗРК за счет исключения факта переключения режимов работы. Показана зависимость вероятности выполнения огневой задачи подразделением, вооруженным ЗРК, от качества изображения сопровождаемой цели, характеризуемого средним квадратическим отклонением яркости пикселей в следящем координаторе ГСН.

Ключевые слова: зенитный ракетный комплекс, сопровождение воздушных объектов, комплексирование видеоинформации, сложные метеорологические условия.

Abstract. The application of visible and infrared images integration in tracking target of the homing head (HH) to improve the shooting efficiency of anti-aircraft missile system (AAMS) type «Strela-10M2» is substantiated. A variant to reduce the firing cycle of AAMS by eliminating the fact of switching operating modes is presented. It's shown the dependence of likelihood of fire mission execution by a subunit armed with AAMS as a function of the image quality of the accompanied target characterized by a standard deviation of pixel brightness in the tracking monitor of the HH.

Keywords: anti-aircraft missile system, air object tracking, video information integration, complex weather conditions.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 118, No. 8, pp. 108-115
Image complexation in the following coordinator of homing head to improve shooting efficiency of anti-aircraft missile system type «Strela-10M2»
D.S. Sharak, A.Yu. Liplianin, A.V. Khizhniak

Введение

Обнаружение и устойчивое сопровождение малоконтрастных малоразмерных целей на сложном фоне в условиях преднамеренных и естественных помех всегда является одним из ключевых вопросов обработки изображений. Для решении подобной проблемы объединение информации, получаемой от датчиков многоканальных оптико-электронных систем (МОЭС), осуществляется за счет использования различных алгоритмов комплексирования. В работе [1] описаны наиболее распрастраненные алгоритмы комплексирования видеоинформации, однако их специфика накладывает существенные ограничения на применение каждого из них и требует зачастую разработки новых методов. Синтезируя в едином изображении отличительные признаки различных каналов и акцентируя на них внимание, можно резко повысить информативность и эффективность ведения разведки.

Комплексирование изображений также активно применяется в автоматах сопровождения современных ЗРК. Принятие на вооружение и включение в состав подразделений противовоздушной обороны механизированных бригад мобильных ЗРК ближнего действия «Стрела-10М», «Стрела-10М2» стало шагом вперед в борьбе с низколетящими целями. Опыт боевого применения ЗРК «Стрела-10М» показал их высокую боевую эффективность и эксплуатационную надежность [2]. Локальные войны и военные конфликты последних десятилетий свидетельствуют о том, что стрельба комплекса в сложных метеорологических условиях, а также в условиях оптико-электронного противодействия будет наиболее вероятным случаем стрельбы по воздушным целям [3].

Одним из решающих факторов повышения эффективности стрельбы по средствам воздушного нападения (СВН) является умение оператора учитывать влияние конкретной фоновой обстановки на работу ГСН ЗРК. В статье обосновано применение алгоритма сопровождения воздушных объектов с комплексированием изображений видимого и инфракрасного диапазонов [4] в следящем координаторе целей ГСН для повышения эффективности стрельбы ЗРК типа «Стрела-10М2».

Анализ влияния фоново-целевой обстановки на эффективность стрельбы зенитного ракетного комплекса по воздушным целям

Стрельба ЗРК, оснащенного ГСН, может протекать в самых разных условиях обстановки, значительно влияющих на эффективность его боевого применения. Условия стрельбы комплекса определяются воздушной обстановкой, дальностью захвата, качеством сопровождения цели, фоновой и помеховой обстановкой, а также метеорологическими условиями.

Фоновая обстановка создается окружающей средой и находящимися в данный момент в ней объектами. Она оказывает решающее влияние на возможность обстрела воздушной цели, так как необходимым условием нормального функционирования ГСН, а следовательно, условием нормального наведения ракеты на воздушную цель, является наличие энергетического контраста между фоном и воздушной целью.

Особенностью комплекса «Стрела-10М2» является наличие канала работы следящего координатора цели ГСН наряду с инфракрасным (ИК) и фотоконтрастным (ФК) каналами. Поэтому дальность захвата воздушной цели и качество сопровождения ГСН в ФК-канале зависит еще и от ее контраста.Контраст воздушной цели, в свою очередь, зависит от освещенности ее солнцем и состояния фона.

Средние дальности захвата цели ГСН при стрельбе на встречном курсе в зависимости от времени года и фоновых условий для оператора, имеющего средний уровень подготовки, приведены в табл. 1.

Таблица 1. **Средние дальности захвата цели в зависимости от фоновых условий**

Пора года	Вид фона	Дальность, км	
		Захвата цели ГСН	Визуального обнаружения
Лето	однородный	6,1	8,4
	неоднородный	6,7	8,5
Зима	однородный	4,0	4,8
	неоднородный	4,8	6,0

Одним из решающих факторов повышения эффективности стрельбы по СВН является умение учитывать влияние конкретной фоновой обстановки на работу ГСН. Оценка фоновой обстановки определяется в баллах как отношение площади, закрытой облаками, ко всей площади небосвода в процентах. Каждые 10% равны одному баллу. Так, практикой установлено, что при облачности от 2 до 9 баллов резко снижается возможность ГСН для автосопровождения цели в ФК-канале. При прохождении целью края облака, как правило, происходит срыв сопровождения. При облачности 2–9 баллов вероятность устойчивого слежения ГСН за целью в течение 6–7 с составляет 0,5–0,9, а при облачности 0–2 или 9–10 баллов устойчивость работы ГСН обеспечивается либо в просветах между облаками, либо на фоне достаточно протяженного облака.

В ИК-канале облачный фон практически не оказывает влияния на дальность захвата цели ГСН. Вместе с тем, отдельные фоновые образования (яркие кромки кучевых облаков), подсвеченные солнцем, и небольшие участки земной поверхности, обладающие зеркальным отражением (плотный снежный покров), могут снижать вероятность устойчивого слежения ГСН за воздушной целью. При увеличении яркости фона с увеличением средней дальности захвата воздушной цели ГСН в ФК-канале увеличивается и вероятность ее потери, которая при ракурсах к солнцу под углами менее 20° составляет 0,58. В ИК-канале работы ГСН для углов в направлении на солнце более 20° вероятность устойчивого захвата воздушной цели и слежения за ней сохраняется достаточно высокой [5].

В сложных метеорологических условиях (дымка, туман и т.д.) значительно снижается контраст воздушных целей на окружающем фоне, что существенно уменьшает возможности их визуального обнаружения и сокращает на 20–30 % дальность их устойчивого захвата.

Таким образом, в условиях сложной изменяющейся фоново-целевой обстановки оператор не всегда сможет достоверно определить требуемый режим работы ГСН следящего координатора цели, что, в свою очередь, может привести к невыполнению боевой задачи подразделением, вооруженным ЗРК типа «Стрела-10М2». В связи с этим разработка способов устойчивого сопровождения воздушных целей, не зависящих от метеорологических условий, способных повысить боевую эффективность ЗРК, является актуальной научной задачей.

Сравнительный анализ возможности ЗРК по обстрелу СВН

Для процесса стрельбы характерным является его повторяемость. Это связано с необходимостью обстрела нескольких целей в составе боевого порядка СВН противника [6]. Для определения боевых возможностей ЗРК по обстрелу СВН необходимо сравнить временные характеристики боевой работы комплекса со временем пребывания цели в его зоне пуска. С этой точки зрения важное значение приобретают такие понятия, как цикл стрельбы и время реакции комплекса, которые определяют возможности ЗРК по последовательному обстрелу целей.

В общем случае цикл стрельбы ($t_ц$) характеризуется временем занятости целевого канала ЗРК при выполнении одной стрельбы по воздушной цели:

$$t_ц = t_{н.п.с} + t_{стр}, \quad (1)$$

где $t_{н.п.с}$ – время непосредственной подготовки стрельбы; $t_{стр}$ – время обстрела цели:

$$t_{стр} = t_{пол} + t_{оц}, \quad (2)$$

где $t_{пол}$ – полетное время ракеты до точки встречи с целью (при полете ракеты на дальнюю границу зоны поражения); $t_{оц}$ – время оценки результатов стрельбы.

По результатам полигонных испытаний цикл стрельбы ЗРК «Стрела-10М2» составляет 30 с ($t_ц$ = 30 с).

Время пребывания целей в зоне пуска ($t_{пр}$) рассчитывается по формуле (5):

$$t_{пр} = \frac{d_д - d_б}{V_ц} + \left(t_{р.д} - t_{р.б}\right), \quad (3)$$

где $d_д$ – дальняя граница зоны поражения; $d_б$ – ближняя граница зоны поражения; $V_ц$ – скорость полета цели; $t_{р.д}$ – время полета зенитной управляемой ракеты (ЗУР) до дальней границы зоны поражения; $t_{р.б}$ – время полета ЗУР до ближней границы зоны поражения.

Таким образом, сравнивая значения $t_{пр}$ для различных СВН с временным показателем ЗРК ($t_ц$ = 30 с), можно определить возможность по обстрелу конкретного противника. Для этого для СВН вероятного противника на основании их тактико-технических характеристик, а также параметров ЗРК «Стрела-10М2» были рассчитаны соответствующие значения $t_{пр}$ по формуле (3).

Сравнительный анализ возможности ЗРК по обстрелу СВН (с учетом его тактико-технических характеристик) представлен в табл. 2.

Таблица 2. **Сравнительный анализ возможности ЗРК (параметр $t_{пр}$) по обстрелу СВН**

№ п/п	Тип СВН	$t_{пр}$, с	Возможность обстрела
1.	Raven-200 (БПЛА Франция)	97,8	да
2.	Локаст (БПЛА, США)	69,3	да
3.	DAR (БПЛА Германия)	69,3	да
4.	SA-342M (вертолет, Франция)	64,4	да
5.	BO-105 P (вертолет, Германия)	64,4	да
6.	WG-13 «Линкс-3» (вертолет, Великобритания)	60,3	да
7.	AH-64A «Апач» (вертолет, США)	49,2	да
8.	RQ-Predator (БПЛА, США)	46,2	да
9.	**A-10 «Тандерболт» (Тактический штурмовик, США)**	26,6	нет
10.	**ALCM-B (КР воздушного базирования, США)**	26,2	нет
11.	**F-117A (Тактический истребитель, США)**	25,2	нет
12.	**Альфа-Джэт (Тактический штурмовик, Франция, Германия)**	25,2	нет
13.	**RQ-4 Global Hawk (БПЛА, США)**	24,8	нет
14.	**KEPD 350 (КР воздушного базирования, Германия)**	24,6	нет
15.	F-22 (тактический истребитель, США)	23,5	нет
16.	Торнадо (тактический истребитель, Германия)	22,8	нет
17.	Apache (КР воздушного базирования, Франция)	22,4	нет
18.	AS-30AL (УАР воздушного базирования, Франция)	21,0	нет
19.	EF-2000 (тактический истребитель, Великобритания)	20,0	нет
20.	Рафаль (тактический истребитель, Франция)	20,0	нет
21.	F-111G (тактический истребитель, США)	19,6	нет
22.	ACM (КР воздушного базирования, США)	19,5	нет
23.	F-16 (тактический истребитель, США)	19,2	нет
24.	F-4 (тактический истребитель, США)	19,2	нет
25.	Мираж-2000 (тактический истребитель, Франция)	19,2	нет

На основании проведенного анализа был сделан вывод, что ЗРК типа «Стрела-10М2» не всегда может успешно выполнить боевую задачу по обстрелу воздушного противника, удовлетворяющего требованиям его тактико-технических характеристик. Сравнивая значения различных СВН с временными показателями эффективности ЗРК, можно сделать вывод о том, что при прочих равных условиях ЗРК типа «Стрела 10М2» будет испытывать трудности при обстреле истребителей тактической авиации, крылатых ракет (КР) и управляемых авиационных ракет (УАР) различных типов (цели № 9–25, табл. 2) ($t_{пр} \le t_{ц}$). При работе по беспилотным летательным аппаратам (БПЛА) и вертолетам различных типов ЗРК будет успешно выполнять боевую задачу (цели № 1–8, табл. 2) ($t_{пр} > t_{ц}$).

При обстреле ЗРК СВН значение $t_{пр}$ можно уменьшить за счет применения комплексирования изображений видимого и инфракрасного диапазонов путем исключения переключения каналов работы ЗРК, необходимых для охлаждения ГСН в сложных метеорологических условиях. При переключении каналов ГСН с видимого на инфракрасный активируется плата задержки пуска ракет на 5,9 с. Таким образом, исключая факт переключения режима работы ЗРК за счет применения комплексирования изображений в следящем координаторе целей, возможно сократить с 30 до 24,1 с время реакции комплекса.

В данном случае ЗРК типа «Стрела-10М2» сможет успешно отработать по целям, уничтожение которых с учетом переключения каналов невозможно. Данные типы СВН в табл. 2 выделены жирным шрифтом (цели № 9–14), т. е. общее количество обстрелянных целей при прочих равных условиях повышается (цели № 1–14).

Оценка эффективности применения комплексирования изображений при стрельбе ЗРК типа «Стрела-10М2»

Оценка эффективности применения комплексирования изображений при стрельбе ЗРК типа «Стрела-10М2» проводилась с учетом следующих условий:

– применяемое СВН – тактический штурмовик А-10 «Тандерболт»;

– применяемое СВН вооружение – авиационная тактическая ракета AGM-65B;

– противовоздушный бой ведет подразделение, вооруженное ЗРК «Стрела-10М2»;

– применяемая ЗУР – 9М37М;

– используется аппаратура целеуказания (АЦУ);

– требуемая дальность обнаружения цели соответствует дальней границе зоны поражения и составляет 5 км ($D_{тр}$ = 5 км);

– стрельба ведется на встречных курсах;

– аппаратура оценки зоны пуска включена.

В качестве показателя эффективности стрельбы огневой единицы использовалась вероятность выполнения огневой задачи, которая рассчитывается по формуле (4)

$$P_{оз} = P_{цу} \cdot P_{обн} \cdot P_n \cdot P_{П}, \qquad (4)$$

где $P_{цу}$ – вероятность правильного приема целеуказания; $P_{обн}$ – вероятность обнаружения цели; P_n – вероятность поражения цели за одну стрельбу n ракетами; $P_{П}$ – вероятность пуска ракеты.

В условиях сложной воздушной обстановки при автоматизированном целеуказании (с использованием аппаратуры целеуказания) вероятность правильного приема ЦУ близка к единице ($P_{цу} \approx 1$).

Затуманенность атмосферы и, как следствие, уменьшение метеорологической дальности видимости (МДВ) зависят от наличия тумана, дождя, снега и различных других пыледымовых помех. Экспериментальные значения характеристик нормального распределения дальности визуального обнаружения в зависимости от равномерности фона и размеров цели приведены в табл. 3, которая составлена для МДВ, равной 10 км.

Таблица 3. **Средние дальности визуального обнаружения целей**

Тип цели	Характеристики фонов			
	равномерный		неравномерный	
	$m_д$, км	$\sigma_д$, км	$m_д$, км	$\sigma_д$, км
Малоразмерная	4,8	1,8	4,0	0,83
Средних размеров	6,2	2,0	4,8	1,8
Крупных размеров	6,6	2,5	7,0	3,0
Вертолет	5,8	2,9	5,0	3,2

Если известны математическое ожидание дальности обнаружения $m_д$ и среднее квадратическое отклонение дальности обнаружения $\sigma_д$, то при условии, что распределение дальности обнаружения цели является нормальным, вероятность обнаружения цели на дальности не менее требуемой определяется по формуле

$$P_{обн}\left(D_{обн} > D_{тр}\right) = 1 - F\left(\frac{D_{тр} - m_д}{\sigma_д}\right), \qquad (5)$$

где $F(x)$ – табличная функция нормального распределения

$$F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{x} e^{-\frac{t^2}{2}} dt. \qquad (6)$$

Согласно выражению (5), используя данные [7], ТТХ ЗРК «Стрела-10М2 ($D_{тр} = 5$ км при приеме АЦУ), и с учетом введенных условий получим:

$$P_{обн} = 1 - F\left(\frac{5 - 4,8}{1,8}\right) = 1 - F\left(0,1111\right) = 1 - 0,5438 = 0,4562.$$

С учетом введенных условий и ТТХ ЗРК «Стрела-10М2» можно установить, что вероятность поражения цели при стрельбе на встречных курсах P_n = 0,55.

В связи с тем, что в ЗРК «Стрела 10М2» пуск ракеты может быть произведен только после захвата цели, взятия ее на сопровождение (слежение ГСН), а также с учетом того, что цель должна находиться в этот момент в зоне пуска, общее выражение для вероятности пуска ракеты будет иметь вид:

$$P_{\text{П}} = P_{\text{захв}} \cdot P_{\text{сопр}} \cdot P_{\text{з.п}}, \qquad (7)$$

где $P_{\text{захв}}$ – вероятность захвата цели на сопровождения оператором; $P_{\text{сопр}}$ – вероятность устойчивого сопровождения захваченной цели; $P_{\text{з.п}}$ – вероятность нахождения цели в зоне пуска ЗРК.

В данном выражении с учетом введенных условий, а также с учетом ТТХ ЗРК «Стрела-10М2» (включенная аппаратура оценки зоны пуска) $P_{\text{захв}} = P_{\text{з.п}} = 1$. В работе [8] была получена зависимость вероятности срыва сопровождения от значения среднего квадратического отклонения (СКО) яркости пикселей ИК, видимого и комплексированного изображений. Согласно [8], значение вероятности срыва сопровождения снижается за счет применения комплексирования исходных изображений ИК и видимого диапазонов. В случае сопровождения цели видимым каналом (СКО = 40) вероятность срыва составила 0,09. В случае сопровождения цели инфракрасным каналом (СКО = 35) вероятность срыва составила 0,075. При сопровождении цели по комплексированному изображению (СКО = 25) вероятность срыва составила 0,025. График зависимости представлен на рис. 1.

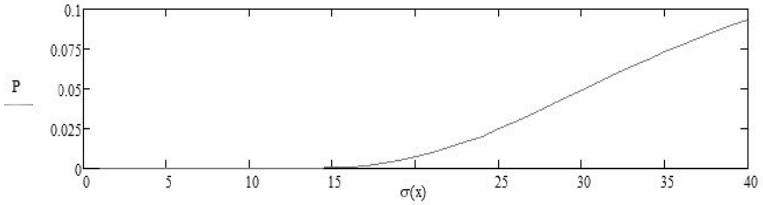


Рис. 1. Зависимость вероятности срыва сопровождения от значения СКО яркости пикселей изображения

Принимая во внимание тот факт, что вероятность срыва сопровождения ($P_{\text{ср}}$) и вероятность устойчивого сопровождения цели головкой ГСН связаны между собой выражением $P_{\text{ср}} + P_{\text{сопр}} = 1$, а также оценивая вероятность срыва для случаев, описанных в [7] для изображений с различными значениями СКО яркости пикселей, и подставляя значения (7) в (4), получим, что при сопровождении цели видимым каналом $P_{\text{оз}} = 0{,}22$, при сопровождении цели инфракрасным каналом $P_{\text{оз}} = 0{,}23$, а при сопровождении цели с использованием алгоритма с комплексированием информации $P_{\text{оз}} = 0{,}25$.

График зависимости вероятности выполнения огневой задачи подразделением, вооруженным ЗРК типа «Стрела-10М2», от СКО яркости пикселей изображения следящего координатора цели ГСН ЗУР 9М37М представлен на рис. 2.

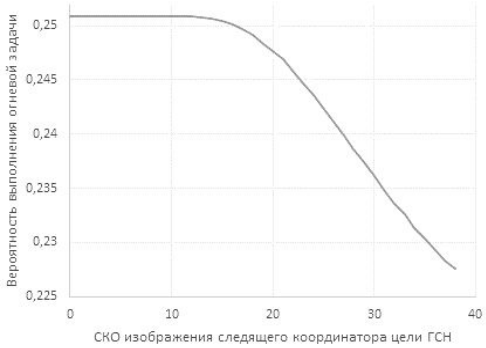


Рис. 2. Зависимость вероятности выполнения огневой задачи подразделением, вооруженным ЗРК типа «Стрела-10М2», от СКО яркости изображения следящего координатора цели ГСН ЗУР 9М37М

Анализ рис. 2 показывает, что качество изображения в следящем координаторе цели ГСН ЗУР, выраженное в значении СКО яркости пикселей изображения, оказывает влияние на эффективность сопровождения воздушных объектов. При значении $\text{СКО} \le 15$ вероятность выполнения огневой задачи подразделением, вооруженным ЗРК типа «Стрела-10М2», не изменяется. Однако данный показатель эффективности при заданных условиях начинает уменьшаться при значении $\text{СКО} > 15$. Это в свою очередь означает, что для обеспечения требуемой величины вероятности выполнения огневой задачи необходимо обеспечить

комплексирование с таким расчетом, чтобы СКО яркости пикселя изображения не превышало 15. Таким образом применение комплексирования изображений в следящем координаторе целей ГСН различных типов можно использовать в качестве одного из способов повышения эффективности стрельбы ЗРК.

Заключение

Применение комплексирования изображений при сопровождении воздушных целей в сложных метеорологических условиях оказывает влияние на качество сопровождения воздушных целей. Уставновлено, что вероятность выполнения огневой задачи подразделением, вооруженным ЗРК типа «Стрела-10М2», повышается за счет использования комплексирования изображений в следящем координаторе цели ГСН ЗУР 9М37. Сопровождение цели с использованием алгоритма с комплексированием информации позволяет снизить значение времени цикла стрельбы ЗРК данного типа. Повышение эффективности выполнения огневой задачи для случая использования видимого канала составляет 12 %, для случая использования ИК-канала – 8 %. Дальнейшие исследования в данной области будут направлены на разработку рекомендаций по применению конкретных способов комплексирования изображений в задачах сопровождения малоконтрастных малоразмерных целей на сложном фоне в условиях помех.

Список литературы

1. Разработка алгоритмов цифровой обработки изображений на вычислительных средствах программируемой логики (шифр «Обработка»): отчет о НИР (закл.) (№ ГР 20160881) / ИП «ЦиклонБел»; руководитель темы А.В. Хижняк. Минск, 2016. 182 с.
2. Колодяжный В.В., Драгун В.Р. Стрельба, боевая работа и управление огнем подразделений, вооруженных зенитным ракетным комплексом «Стрела-10М2». Минск: ВА РБ, 2014. 209 с.
3. Гамаюнов В.И., Якшонок П.П. Зенитный ракетный комплекс ближнего действия СТРЕЛА-10М2. Устройство и эксплуатация боевых средств комплекса. Минск : ВА РБ, 2001. 319 с.
4. Повышение качества сопровождения оптически наблюдаемых объектов при комплексировании первичной видеоинформации в корреляционных алгоритмах сопровождения / Д.С. Шарак [и др.] // Докл. БГУИР. 2016. № 5 (99). С. 79–86.
5. Лукашевич А.Г. Оптико-электронные средства зенитно-ракетных комплексов. Минск : ВА РБ, 1997.
6. Справочник офицера воздушно-космической обороны / Под ред. С.К. Бурмистрова. Тверь: ВА ВКО, 2005. 564 с.
7. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. М.: Академия, 2005. 575 с.
8. Снижение вероятности срыва сопровождения оптически наблюдаемых объектов в корреляционных алгоритмах сопровождения за счет комплексирования исходных изображений ИК- и ТВ диапазонов / Д.С. Шарак [и др.] // Докл. БГУИР. 2016. № 2 (96). С. 88–95.

References

1. Razrabotka algoritmov cifrovoj obrabotki izobrazhenij na vychislitel'nyh sredstvah programmiruemoj logiki (shifr «Obrabotka»): otchet o NIR (zakl.) (№ GR 20160881) / IP «CiklonBel»; rukovoditel' temy A.V. Hizhnjak. Minsk, 2016. 182 s. (in Russ.)
2. Kolodjazhnyj V.V., Dragun V.R. Strel'ba, boevaja rabota i upravlenie ognem podrazdelenij, vooruzhennyh zenitnym raketnym kompleksom «Strela-10M2». Minsk: VA RB, 2014. 182 s. (in Russ.)
3. Gamajunov V.I., Jakshonok P.P. Zenitnyj raketnyj kompleks blizhnego dejstvija STRELA-10M2. Ustrojstvo i jekspluatacija boevyh sredstv kompleksa. Minsk : VA RB, 2001. 209 s. (in Russ.)
4. Povyshenie kachestva soprovozhdenija opticheski nabljudaemyh ob'ektov pri kompleksirovanii pervichnoj videoinformacii v korreljacionnyh algoritmah soprovozhdenija / D.S. Sharak [i dr.] // Dokl. BGUIR. 2016. № 5 (99). S. 79–86. (in Russ.)
5. Lukashevich A.G. Optiko-jelektronnye sredstva zenitno-raketnyh kompleksov. Minsk : VA RB, 1997.
6. Spravochnik oficera vozdushno-kosmicheskoj oborony / Pod red. S.K. Burmistrova. Tver': VA VKO, 2005. 564 s. (in Russ.)
7. Ventcel' E.S. Teorija verojatnostej. M.: Akademija, 2005. 575 s. (in Russ.)
8. Snizhenie verojatnosti sryva soprovozhdenija opticheski nabljudaemyh ob'ektov v korreljacionnyh algoritmah soprovozhdenija za schet kompleksirovanija ishodnyh izobrazhenij IK- i TV diapazonov / D.S. Sharak [i dr.] // Dokl. BGUIR. 2016. № 2 (96). S. 88–95. (in Russ.)

Сведения об авторах

Шарак Д.С., старший преподаватель кафедры автоматизированных систем управления войсками учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь».

Липлянин А.Ю., адъюнкт кафедры автоматизированных систем управления войсками учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь».

Хижняк А.В., к.т.н., доцент, начальник кафедры автоматизированных систем управления войсками учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь».

Адрес для корреспонденции

220057, Республика Беларусь,
г. Минск, пр. Независимости, 220,
Военная академия Республики Беларусь
тел. +375-29-597-39-16;
e-mail: liplianin.anton@yandex.ru
Липлянин Антон Юрьевич

Information about the authors

Sharak D.S., senior lectural of department of automated control system of troops of Military academy of the Republic of Belarus.

Liplianin A.Yu., PG student of department of automated control system of troops of Military academy of the Republic of Belarus.

Khizhniak A.V., PhD, assistent of professor, head of research laboratory automated control system of troops of Military academy of the Republic of Belarus.

Address for correspondence

220057, Republic of Belarus,
Minsk, Nezavisimosti ave., 220,
Military academy of the Republic of Belarus
tel. +375-29-597-39-16;
e-mail: liplianin.anton@yandex.ru
Liplianin Anton Jur'evich

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 004.422.8

РАЗРАБОТКА СРЕДСТВА ДЛЯ ДИСТАНЦИОННОГО ОБНОВЛЕНИЯ ПРОГРАМНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

Н.И. ЛИСТОПАД, М.О. ПИКУЗА

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 21 сентября 2018

Аннотация. Рассмотрена возможность реализации средства дистанционного обновления программного обеспечения устройств под управлением микроконтроллеров, объединенных в общую сеть. Предъявлены требования к средству. Разработана структурная схема этого средства для микроконтроллеров ARM-архитектуры с использованием CAN-протокола.

Ключевые слова: загрузчик, программное обеспечение, микроконтроллер, ARM-архитектура, CAN-протокол.

Abstract. The possibility of implementing a remote software update mean for connected to a common network devices controlled by microcontrollers is considered. Requirements for the mean are presented. The structural scheme of this mean for ARM microcontrollers using the CAN-protocol is developed.

Keywords: bootloader, software, microcontroller, ARM-architecture, CAN-protocol.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 118, No. 8, pp. 116-118
Development of the mean for remote software update
N.I. Listopad, M.O. Pikuza

Введение

Современные радиоэлектронные средства (РЭС) не обходятся без управляющего устройства, в роли которого чаще всего выступает микроконтроллер (МК). МК в РЭС может выполнять различные задачи, такие как цифровая обработка сигналов (ЦОС), управление и контроль устройств, входящих в РЭС, обмен информацией как с устройствами, входящими в РЭС, так и с другими РЭС. РЭС может состоять из нескольких устройств, содержащих МК и объединенных в общую сеть. Эти устройства могут обмениваться информацией между собой по средствам какого-либо протокола. На основе общей сети возникает возможность дистанционной смены программного обеспечения (ПО) МК любого из устройств, подключенных к этой сети.

Описание загрузчика

Дистанционная смена ПО осуществляется при помощи загрузчика (бутлоадера). Загрузчик – это приложение, которое позволяет обновить ПО МК без использования специализированного оборудования, такого как JTAG-программатор. Загрузчик также позволяет прочитать и скопировать текущую версию прошивки, которая в данный момент записана в памяти МК. В памяти МК должно сосуществовать как минимум два образа программ: основная программа и загрузчик, в который должен быть включен код ветвления, производящий проверку, выполняется ли попытка обновления ПО. Обновление ПО может осуществляться по средствам различных протоколов, таких как USART, CAN, I2C, Ethernet, USB и многих других.

Требования к загрузчику

Каждый загрузчик имеет свой собственный уникальный набор требований, основанный на типе приложения; однако есть несколько главных требований, которые являются общими для всех загрузчиков. Эти требования можно разбить на семь основных групп. Ниже представлены эти семь групп с примерами:

1. Возможность переключения или выбора режима работы (приложение или загрузчик).

Вход порта ввода-вывода, удерживаемый в течение 10 с, должен привести к тому, что система войдет в режим загрузчика. Байт EEPROM должен использоваться для переключения режимов. Сообщение загрузчика, принятое в течение 100 мс после запуска, должно привести к тому, что система войдет в режим загрузчика.

2. Требования к интерфейсу связи (USB, CAN, I2C, USART и т. д.).

Образы приложений должны передаваться системе через UART.

3. Требование к формату файла для записи (S-Record, hex, intel, toeff и т. д.).

Образ приложения должен быть отправлен в систему в формате S-Record.

4. Требования к Flash-памяти (удаление, запись, чтение, обращение к ячейкам памяти).

Загрузчик должен иметь возможность стирать только разделы Flash-памяти, содержащие приложение. Загрузчик должен записывать образы приложений во Flash-память. Загрузчик должен иметь возможность считывать с указанного адреса в Flash-памяти по команде. Загрузчик должен быть расположен в первых 4 Кб Flash-памяти.

5. Требования к EEPROM (разделение, стирание, чтение, запись).

Загрузчик должен по команде разбивать EEPROM. Загрузчик должен быть способен стереть EEPROM. Загрузчик должен быть способен считывать с указанного места в EEPROM. Загрузчик должен быть способен записывать данные в указанные места EEPROM.

6. Контрольная сумма приложения (проверка на отсутствие повреждения приложения).

Загрузчик должен вычислять контрольную сумму образа и сохранять ее в Flash-памяти. Загрузчик должен до выполнения приложения убедиться, что контрольная сумма приложения действительна.

7. Безопасность кода (защита загрузчика и приложения).

Загрузчик должен находиться в защищенной Flash-памяти для предотвращения его обновления или модификации.

Процесс обновления ПО с помощью загрузчика

Опишем процесс обновления ПО с помощью загрузчика для системы из нескольких устройств с МК, объединенных в общую сеть. Для подключения к общей сети МК должен содержать соответствующий интерфейс. В качестве управляющего устройства возьмем МК ARM-архитектуры, так как в настоящее время они пользуются популярностью из-за небольшой стоимости, широкой периферии и высокой производительности. Общая сеть будет реализована на основе CAN-протокола, так как он является простым в реализации и имеет надежный контроль ошибок передачи и приема, что объясняет его частое использование в промышленных сетях и транспортных средствах. Структурная схема системы представлена на рис. 1. Все устройства системы (У1, У2, У3) подключены к общей CAN-шине. Подключение непосредственно МК к шине осуществляется с помощью входящего в состав устройства CAN-драйвера, который является приемопередатчиком и осуществляет переход от канального уровня протокола CAN к физическому уровню. К CAN-шине также подключено устройство, которое является мостом USB-CAN. Это устройство в режиме реального времени преобразует данные из одного интерфейса в другой, что позволяет подключить персональный компьютер (ПК) к общей сети.

Процесс смены ПО инициируется пользователем по средствам ПК. Вначале все устройства специальной командой переводятся в режим загрузчика. В этом режиме устройства ожидают последующих команд от ПК. После перевода в режим загрузчика пользователь выбирает конкретное устройство на шине, в котором необходимо сменить ПО, а также непосредственно само ПО. Далее происходит стирание секторов памяти МК устройства, в которых содержится предыдущая версия ПО. После стирания старого ПО происходит запись нового. Заключительной стадией обновления ПО является вывод специальной командой всех устройств из режима загрузчика. После этого устройства работают в штатном режиме.

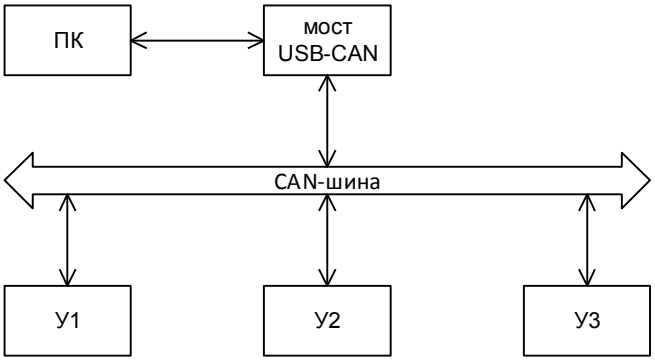


Рис. 1. Структурная схема системы

Заключение

Разработана и реализована структурная схема средства дистанционного обновления ПО, которое значительно повышает эффективность процесса смены ПО в устройствах, подключенных к общей сети. Преимуществами данной схемы являются отсутствие необходимости в специализированном оборудовании и прямого доступа к МК устройства. Таким образом, для обновления ПО достаточно подключить ПК к системе с помощью кабеля. Загрузчик может использоваться для МК различных архитектур и производителей. Основным требованием к МК является возможность работы с внутренней FLASH-памятью и наличие интерфейса, позволяющего подключиться к общей сети.

Список литературы

1. Bootloader Design for Microcontrollers in Embedded Systems [Электронный ресурс]. URL: https://www.beningo.com/wp-content/uploads/images/Papers/bootloader_design_for_microcontrollers_in_embedded_systems%20.pdf. (дата обращения: 21.09.2018).

References

1. Bootloader Design for Microcontrollers in Embedded Systems [Electronic resource]. URL: https://www.beningo.com/wp-content/uploads/images/Papers/bootloader_design_for_microcontrollers_in_embedded_systems%20.pdf. (date of access: 21.09.2018).

Сведения об авторах

Листопад Н.И., д.т.н, профессор, заведующий кафедрой информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Пикуза М.О., магистрант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Listopad N.I., D.Sci., professor, head of information radioengineering department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Pikuza M.O., master student of information radioengineering 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. +375-33-650-31-78;
e-mail: maksimpikuza@gmail.com
Пикуза Максим Олегович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian state university of
informatics and radioelectronics
tel. +375-33-650-31-78;
e-mail: maksimpikuza@gmail.com
Pikuza Maksim Olegovich

ПРАВИЛА ОФОРМЛЕНИЯ СТАТЕЙ, НАПРАВЛЯЕМЫХ В РЕДАКЦИЮ ЖУРНАЛА «ДОКЛАДЫ БГУИР»

1. К публикации принимаются статьи, отражающие результаты оригинальных научно-технических исследований и разработок, не опубликованные и не предназначенные для опубликования в других изданиях. Ответственность за оригинальность и достоверность материалов, поданных в печать, несут авторы. Тематика представляемой статьи должна соответствовать рубрикам журнала (электроника, радиофизика, радиотехника, информатика).

2. Статьи, представляемые в редакцию, должны содержать:

– индекс УДК, соответствующий тематике;

– название на русском и английском языках;

– фамилии и инициалы авторов на русском и английском языках;

– полное название учреждений, в которых выполнялось исследование;

– аннотацию на русском и английском языках (рекомендуемый объем до 500 печатных знаков);

– ключевые слова (до 10 слов) на русском и английском языках;

– сведения об авторах на русском и английском языках, включающие в себя их фамилии, имена, отчества, ученые степени и звания, занимаемые должности; адрес для корреспонденции на русском и английском языках, e-mail, номер телефона.

Рекомендуется стандартизировать текст статьи, используя подзаголовки «Введение», «Теоретический анализ», «Методика», «Экспериментальная часть», «Результаты и их обсуждение», «Заключение», «Список литературы». Список литературы следует оформлять в соответствии с ГОСТ 7.05-2008. Названия источников на русском языке необходимо дублировать в соответствии с правилами транслитерации.

3. Для регистрации статьи в редакцию журнала подаются следующие документы: 2 экземпляра статьи в бумажном варианте, распечатанных на листах формата А4, и в электронном варианте в виде файла формата MS Word (расширение – *.doc). Также необходимо представить экспертное заключение о возможности опубликования материалов в печати.

Объем оригинальной статьи – не более 7 страниц, краткого сообщения – не более 4 страниц без учета сведений об авторах.

4. При наборе текста используется гарнитура Times New Roman и Symbol, кегль – 11 pt. Устанавливаемый размер бумаги – А4 (210×297 мм). Поля слева, справа, сверху и снизу – по 25 мм. Межстрочный интервал – 1,0. Абзацный отступ – 1,25 см. Запрещается при наборе текста использовать гиперссылки, маркированные списки и ручные переносы слов.

5. Формульные выражения выполняются только в редакторе формул MathType, стиль – «Математика» («Math»), гарнитура – Times New Roman и Symbol, кегль – 11 pt. Как в тексте статьи, так и в формульных выражениях, математические функции, цифры, буквы греческого и русского алфавитов набираются прямым начертанием, латинские буквы – курсивом. Нумеровать рекомендуется те формульные выражения, на которые имеются ссылки в последующем тексте, заключая при этом номер в круглые скобки.

6. Рисунки выполняются в соответствии со следующими требованиями: размер рисунка – не более 15×20 см, разрешение – не менее 300 dpi; рисунок должен быть оформлен как графический объект; подрисуночные подписи обязательно должны включать в себя номер и название рисунка.

Словесных обозначений на рисунках рекомендуется избегать, используя при этом цифровые либо буквенные обозначения, пояснения к которым следует давать в тексте статьи либо подрисуночных подписях; цифровые и буквенные обозначения на рисунках по начертанию и размеру должны соответствовать обозначениям в тексте статьи либо подрисуночных подписях.

7. Наименования, обозначения, определения и правила применения единиц физических величин, употребляемых в статье, должны соответствовать ГОСТ 8.417–2002.

8. Ссылки на литературные источники нумеруются в порядке их цитирования в тексте. Номера ссылок заключаются в квадратные скобки.

9. Набор статьи необходимо выполнять в шаблоне, доступном для скачивания на электронной странице журнала (www.doklady.bsuir.by → раздел «Авторам»).

10. Очередность опубликования статей определяется датой их регистрации в редакции и прохождением процедуры рецензирования. Адрес для пересылки статей в электронном варианте и переписки с редакцией: doklady@bsuir.by.

ДЛЯ ЗАМЕТОК