
ДОКЛАДЫ БГУИР

Выходит два раза в квартал

Научный журнал издается с января 2003 года

Главный редактор В.А. Богущ

Редакционная коллегия:

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

Редакционный совет:

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

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

Матюшков А.Л., Сениук В.О., Ступин К.В. Алгоритм радиоэлектронного подавления радиостанций с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты.....	5
Тузлуков В.П. Обработка ортогональных частотно-уплотненных сигналов, передаваемых по каналам связи с замираниями.....	11
Кожевников М.М., Чумаков О.А., Илюшин И.Э., Лоборева Л.А. Методы и алгоритмы генерации программных траекторий роботов-манипуляторов в процессе дуговой сварки.....	19
Перцев Д.Ю., Дудкин А.А. Параметрически настраиваемый алгоритм сжатия гиперспектральных данных с применением вейвлет-разложения.....	26
Чан Бинь Тхан, Боднар И.В. Тепловое расширение твердых растворов $(\text{MnIn}_2\text{S}_4)_{1-x}(\text{AgIn}_5\text{S}_8)_x$	32
Аксенчик А.В., Киринович И.Ф. Релятивистские лампы обратной волны О-типа с ленточными электронными пучками.....	38

Динь Х.Т., Лушпа Н.В., Чернякова Е.В., Врублевский И.А. Исследование распространения тепла в плате из алюминия с нанопористым анодным оксидом алюминия тепловизионным методом	45
Voigrav O.V., Ayad H.A.E., Lynkou L.M. Electromagnetic radiation shielding properties of copper containing activated carbon	51
Певнева Н.А., Гурский А.Л., Кострикин А.М. Использование метода цилиндрического стерженька и векторного анализатора цепей для определения диэлектрической проницаемости материалов в СВЧ диапазоне	56
Солодуха В.А., Пилипенко В.А., Горушко В.А., Филипня В.А. Влияние режимов формирования силицида платины методом быстрой термообработки на параметры диодов Шоттки	62
Гейстер С.Р., Нгуен Т.Т. Способ измерения частот следования лопастей винтов летательного аппарата на основе свертки спектра «вторичной» модуляции	68
Малевич И.Ю., Лопатченко А.С. Портативный ЛЧМ радар подповерхностного зондирования	75
Бусел М.О., Калинин А.А., Романович А.Г. Результаты синтеза диаграмм направленности сферических антенных решеток с пониженным уровнем кроссполяризационной компоненты поля излучения	83
Мухуров Н.И., Денисюк С.В., Чумаков А.Н., Шевченко А.А., Баран Л.В., Кароза А.Г., Райченко Т.Ф., Босак Н.А., Иванов А.А., Чжан Х., Ю Г. Оптические свойства тонких пленок ZnO+10 % ITO на подложках анодного оксида алюминия	91
<i>КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ</i>	
Кураев А.А., Матвеев В.В. Излучение электронов в клинотронах при осаждении на поверхность замедляющей системы	99

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

Подписано в печать 30.01.2019. Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная. Отпечатано на ризографе.

Усл. печ. л. 12,32. Уч.-изд. л. 10,7. Тираж 100 экз. Заказ 25.

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», 2019

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

Matyushkov A.L., Senyuk V.O., Stupin K.V. The algorithm of radioelectronic suppression of radiostations with frequency-hopping spread spectrum	5
Tuzlukov V.P. Processing of orthogonal frequency-compensated signals transmitted via communication channels with fading.....	11
Kozhevnikov M.M., Chumakov O.A., Ilushin I.E., Loboreva L.A. The methods and algorithms for generating of program trajectories for robotic manipulators of arc welding.....	19
Pertsau D.Y., Doudkin A.A. The parametrically adjusted hyperspectral data compression algorithm based on wavelet decomposition.....	26
Chan Bin Tkhan, Bodnar I.V. Thermal expansion of $(\text{MnIn}_2\text{S}_4)_{1-x}(\text{AgIn}_5\text{S}_8)_x$ solid solutions ...	32
Aksenchyk A.V., Kirinovich I.F. Relativistic backward-wave oscillators of O-type with sheet electronic beams	38
Dinh H.T., Lushpa N.V., Chernyakova K.V., Vrublevsky I.A. Study of distribution of thermal fluxes in a plate of aluminum with nanoporous aluminum oxide by means of thermal imaging measurements.....	45
Boiprav O.V., Ayad H.A.E., Lynkou L.M. Electromagnetic radiation shielding properties of copper containing activated carbon	51

Pevneva N.A., Gurskii A.L., Kostrikin A.M. Using the cylindrical rod method and vector network analyzer to determine the dielectric permittivity of materials on microwave range	56
Saladukha V.A., Pilipenko V.A., Gorushko V.A., Philipenya V.A. The impact of formation modes of platinum silicide by the quick heat treatment on Schottky diodes parameters.....	62
Heister S.R., Nguyen T.T. Measurement method for repetition frequencies of the blades of an aerial vehicle on the base of the convolution of the «secondary» modulation spectrum	68
Malevich I.Yu., Lopatchenko A.S. Portable FMCW ground penetrating radar	75
Busel M.O., Kalinin A.A., Romanovich A.G. The results of the synthesis of radiation patterns of the spherical arrays with a reduced level of crosspolarization components of the radiation field	83
Mukhurov N.I., Denisiuk S.V., Chumakov A.N., Shevchenok A.A., Baran L.V., Karoza A.G., Raichenok T.F., Bosak N.A., Ivanov A.A., Zhang H., Yu G. Optical properties of thin films ZNO+10 % ITO on the substrate of anodic aluminum oxide.....	91

SHORT NOTES

Kurayev A.A., Matveyenka V.V. Clinotron electron radiation while running into the surface of slow-wave structure.....	99
--	----

УДК 623.623

АЛГОРИТМ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ РАДИОСТАНЦИЙ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ

А.Л. МАТЮШКОВ, В.О. СЕНЮК, К.В. СТУПИН

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 28 февраля 2018

Аннотация. Разработан алгоритм подавления тактических радиостанций с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ). Дана оценка эффективности воздействия полигармонических немодулированных помех на радиотракт радиостанции с ППРЧ.

Ключевые слова: алгоритм, интермодуляция, помеха, радиостанция, сигнал.

Abstract. The algorithm for suppressing tactical radiostations with frequency-hopping spread spectrum (FHSS) was developed. The effectiveness impact of polyharmonic unmodulated interference on the radiotransmission of a radio station with FHSS was estimated.

Keywords: algorithm, intermodulation, interference, radiostation, signal.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 119, No. 1, pp. 5-10

**The algorithm of radioelectronic suppression
of radiostations with frequency-hopping spread spectrum**

A.L. Matyushkov, V.O. Senyuk, K.V. Stupin

Введение

В современных системах связи (СС) в интересах повышения надежности, помехозащищенности и разведзащищенности существуют линии радиосвязи (ЛРС), использующие режим ППРЧ. Анализ помехоустойчивости ЛРС передачи дискретных сообщений с ППРЧ свидетельствует о высоком потенциале при использовании их в системах связи в условиях применения противником средств радиоэлектронного подавления. В настоящее время ЛРС с ППРЧ активно внедрены в системы связи тактического назначения и являются основой информационного обеспечения и управления войсками. Для подавления средств связи с ППРЧ необходимы станции активных помех (САП). Для разработки таких станций необходим эффективный алгоритм подавления ППРЧ.

Для постановления помех закон перестройки несущей частоты в СС с ППРЧ неизвестен, что исключает возможность создания эффективных способов подавления. Фундаментальный принцип псевдослучайности сигналов препятствует системе радиоэлектронного подавления (РЭП) добиваться эффективного воздействия на СС с ППРЧ организованных помех. Это вынуждает систему РЭП с ограниченной мощностью передатчика распределять соответствующим образом спектральную плотность мощности помехи по частотному диапазону СС.

Наиболее перспективным направлением является РЭП на основе известного явления интермодуляции, возникающего при взаимодействии на нелинейных элементах входных цепей приемного тракта двух или более сигналов [1]. Если частота полезного сигнала f_1 , а помехи f_2 , то в канале приема появляются паразитные интермодуляционные сигналы

с частотами $f_1 - f_2$, $f_1 + f_2$, $2f_1 - f_2$, $2f_2 - f_1$, $3f_1 - 2f_2$, $3f_2 - 2f_1$ и так далее. При возрастании количества взаимодействующих сигналов на входе приемника происходит лавинообразный процесс формирования интермодуляционных составляющих. Например, взаимодействие трех сигналов с частотами f_1 , f_2 , f_3 вызывает появление комбинационных составляющих 3-го порядка с частотами $f_1 + f_2 - f_3$, $f_1 + f_3 - f_2$, $f_2 + f_3 - f_1$, $f_1 + f_2 + f_3$. Как показано в [2], работа в одном частотном диапазоне десяти радиопередающих устройств приводит к возникновению 100 интермодуляционных излучений 2-го порядка, 800 – 3-го порядка, 4000 – 4-го порядка и 15000 – 5-го порядка.

Результатом воздействия на приемный тракт таких помех в зависимости от их мощности может быть:

- попадание помехового сигнала или интермодуляционной составляющей в полосу полезного сигнала, что приведет к полному либо частичному подавлению;
- блокирование – изменение уровня полезного сигнала или отношения сигнал-шум на выходе радиоприемника, при этом частота помехи не совпадает с частотами основного и побочных каналов;
- перекрестное искажение – взаимодействие на нелинейных элементах входной цепи приемника спектральных составляющих сигнала и помехи;
- одновременное существование вышеуказанных эффектов.

В целом исследование воздействия интермодуляционных составляющих на радиоприемный тракт при постановке преднамеренных помех представляется весьма сложной задачей. Для оценки степени данного воздействия были проведены эксперименты, моделирующие влияние на радиоприемный тракт узкополосных немодулированных гармонических помех.

При проведении исследований использовалась лабораторная установка, состоящая из анализатора спектра Agilent N9320A, трех генераторов сигналов Г4-222, одного генератора сигнала Agilent E4438C и сумматора сигналов, имеющего в своем составе типовой транзисторный каскад, имитирующий работу ВЧ усилителя ППРЧ радиостанции.

Анализ экспериментальных данных

Известно, что в УКВ радиостанциях, использующих ППРЧ, весь диапазон от 30 до 108 МГц разбит на поддиапазоны. С целью оптимизации эксперимента исследования проводились в одном поддиапазоне, так как в других поддиапазонах все происходит аналогично. В качестве полезного радиосигнала и помех использовались гармонические немодулированные сигналы с шириной спектра по основному лепестку 12,5 кГц в частотном диапазоне от 30 до 40 МГц (рис. 1, 2), которые генерировались генераторами сигналов Г4-222 и генератором Agilent E4438C.

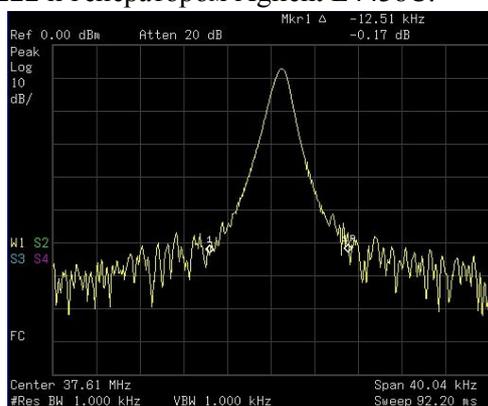


Рис. 1. Спектр радиосигнала с несущей частотой $f = 37,609$ МГц

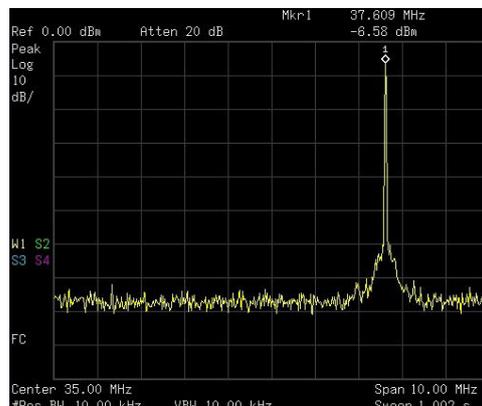


Рис. 2. Полезный сигнал в диапазоне от 30 до 40 МГц

На рис. 3–5 представлены спектры при воздействии на радиоприемный тракт, принимающий полезный сигнал с частотой $f \approx 37,609$ МГц, одной (частота $f_{n1} = 35,739$ МГц),

двух (частота $f_{n1} = 35,739$ МГц, $f_{n2} = 34,326$ МГц), трех (частота $f_{n1} = 35,739$ МГц, $f_{n2} = 34,326$ МГц, $f_{n3} = 31,326$ МГц) помех с одинаковой мощностью относительно мощности сигнала.

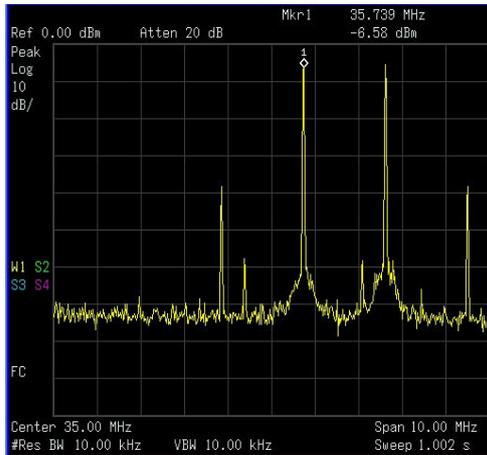


Рис. 3. Полезный сигнал, помеха и интермодуляционные составляющие

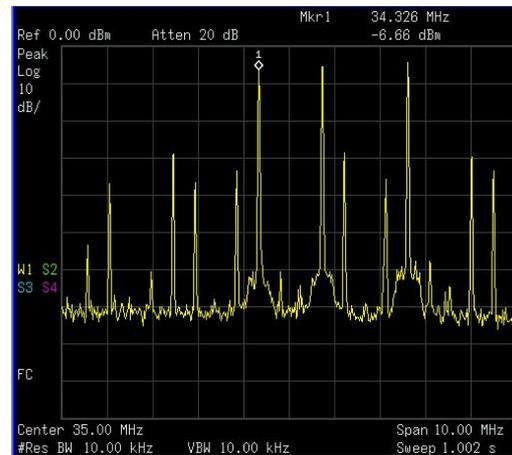


Рис. 4. Полезный сигнал, две помехи и интермодуляционные составляющие

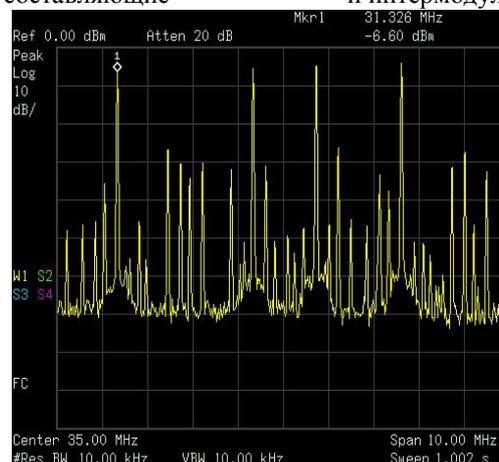


Рис. 5. Полезный сигнал, три помехи и интермодуляционные составляющие

На рис. 6, 7 представлены спектры полезного сигнала и трех помех с мощностью сигнала, большей на 3 дБм относительно мощности помех и меньшей на 3 дБм относительно мощности помех соответственно. Частота сигнала $f = 37,609$ МГц, частота помех $f_{n1} = 35,739$ МГц, $f_{n2} = 34,326$ МГц, $f_{n3} = 31,326$ МГц.

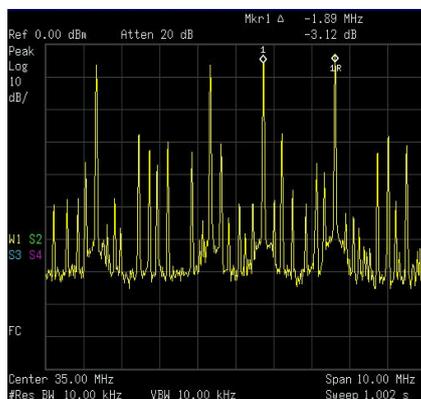


Рис. 6. Мощность полезного сигнала, большая на 3 дБм по сравнению с мощностью помех

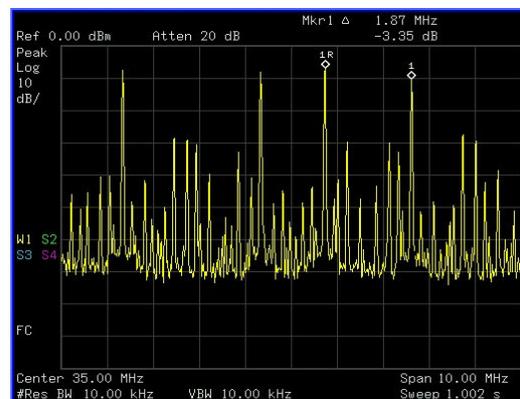


Рис. 7. Мощность полезного сигнала, меньшая на 3 дБм по сравнению с мощностью помех

Оценка эффективности воздействия помех на радиотракт и расположения помех относительно частоты сигнала проводилась с помощью функции «Power Spectral Density» анализатора спектра. В результате установлено, что шумы в радиотракте возрастают с увеличением количества помех, достигая величины +6,64 дБм при воздействии на полезный сигнал 3 помех (рис. 8–11).

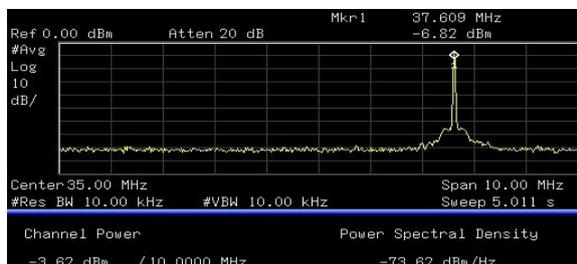


Рис. 8. Спектральная плотность полезного сигнала

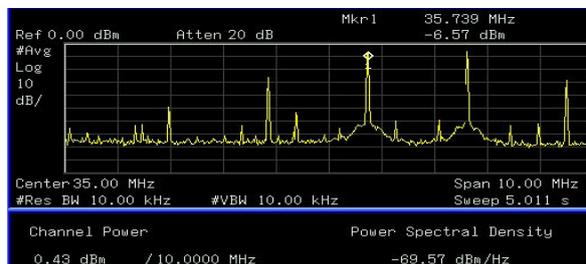


Рис. 9. Спектральная плотность полезного сигнала, помехи и 14 интермодуляционных составляющих

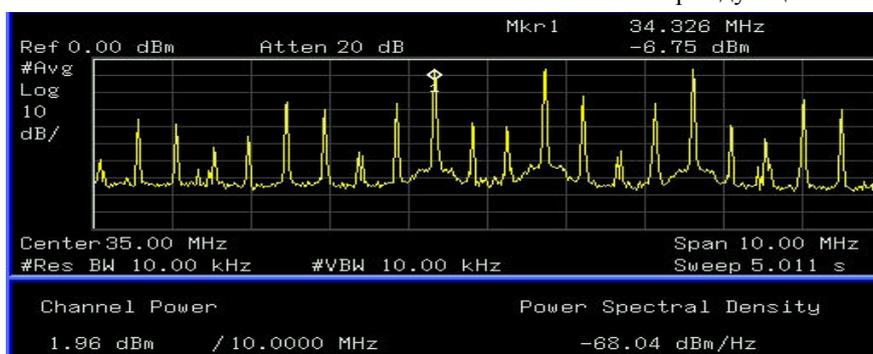


Рис. 10. Спектральная плотность полезного сигнала, двух помех и 19 интермодуляционных составляющих

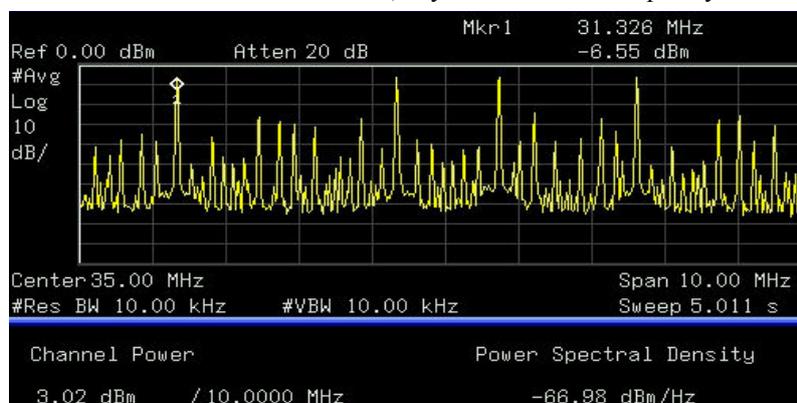


Рис. 11. Спектральная плотность полезного сигнала, трех помех и 73 интермодуляционных составляющих

В [3] показано, что отношение энергии сигнала при передаче одного бита информации к спектральной плотности шума в системах связи с ППРЧ в отсутствии помех должно быть не менее 13,35 дБ для обеспечения средней вероятности ошибки не более 10^{-4}

Возрастание, в нашем случае, спектральной плотности шума на 6,5 дБм при воздействии трех помеховых сигналов приводит к необходимости увеличения мощности полезного сигнала приблизительно в 4 раза для передачи цифровых данных без искажений и потерь.

В работе [4] представлены расчеты, позволяющие оценить вероятность блокировки канала промежуточной частоты приемника полезного радиосигнала. Если принять, что фильтр канала промежуточной частоты имеет полосу в 25 кГц, то тогда количество каналов системы связи для диапазона шириной 10 МГц составляет
$$N = \frac{10000 \text{ кГц}}{25 \text{ кГц}} = 400.$$

Количество основных помех и их интермодуляционных составляющих

в спектре (рис. 11) ориентировочно составляет $j = 3 + 73 = 76$. Тогда вероятность поражения рассматриваемого рабочего канала системы связи с ППРЧ составляет $S = \frac{j}{N} = \frac{76}{400} = 19 \cdot 10^{-2}$, что является недопустимым для передачи цифровых данных без искажения.

Алгоритм радиоэлектронного подавления

Анализ экспериментальных исследований позволяет разработать алгоритм радиоэлектронного подавления тактических радиостанций противника с ППРЧ без определения их количества и используемых рабочих частот.

В общем случае при подавлении группировки систем радиосвязи противника (СРС) в приемном тракте каждой радиостанции будет формироваться сложный сигнал от взаимодействия полезных сигналов и помех: от станций РЭП и случайных сигналов радиостанций, ведущих радиообмен в районе боевых действий. Результатом этого взаимодействия будет избыточный широкополосный шум, который, кроме собственных шумов приемника, содержит интермодуляционные составляющие внеполосных помех.

В качестве сигналов станций РЭП целесообразно использовать мобильные радиостанции, совместимые по частотному диапазону с направленными антеннами, имеющими мощность от 10 до 40 Вт в зависимости от глубины подавления группировки СРС.

Весь рабочий диапазон подавления СРС должен быть разбит на поддиапазоны с шириной полосы не более 10 МГц. Количество станций РЭП на каждом поддиапазоне – не менее трех. Например, для УКВ диапазона от 30 до 108 МГц количество станций РЭП составляет 24. Передатчики станций РЭП должны работать в непрерывном режиме. Частоты передатчиков помех должны выбираться с целью появления максимального количества интермодуляционных составляющих, т. е. вблизи центральных частот поддиапазонов.

При использовании в передатчиках РЭП и подавляемых СРС ненаправленных антенн, необходимо выполнение следующих условий:

- мощность передатчика РЭП должна быть не меньше мощности передатчика полезного сигнала;
- расстояние от подавляемой радиостанции до передатчика РЭП должно быть меньше либо равно расстоянию от передатчика полезной информации.

Графики расчета зависимости пороговой мощности сигнала P_R на входе приемника радиостанции от расстояния D до передатчика полезного сигнала (передатчика помех) с мощностью от 5 до 25 Вт представлены на рис. 12.

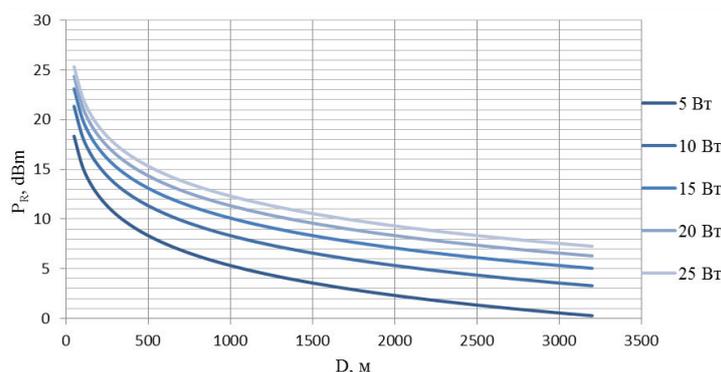


Рис. 12. Графики зависимости пороговой мощности сигнала на входе приемника от расстояния

Заключение

Разработанный алгоритм позволяет эффективно осуществлять подавление СРС с ППРЧ без определения количества тактических радиостанций, используемых противником, и законов изменения их рабочих частот. В качестве станций РЭП возможно использование радиостанций, совместимых по частотному диапазону с подавляемыми СРС.

Список литературы

1. Джуринский К.Б. Интермодуляция в радиочастотных соединителях для мобильной и сотовой связи // Компоненты и технологии. 2010. № 6. С. 26–30.
2. Будяк В.С., Сидоров Д.В., Клименко Т.Б. Электромагнитная обстановка автоматизированных модульных узлов радиосвязи // Омский научный вестник. 2014. № 1 (127). С. 201–205.
3. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. М.: РадиоСофт, 2008. 512 с.
4. Диксон Р.К. Широкополосные системы. М.: Связь, 1979. 304 с.

References

1. Dzhurinskij K.B. Intermoduljacija v radiochastotnyh soediniteljah dlja mobil'noj i sotovoj svjazi // Komponenty i tehnologii. 2010. № 6. S. 26–30. (in Russ.)
2. Budjak V.S., Sidorov D.V., Klimenko T.B. Jelektromagnitnaja obstanovka avtomatizirovannyh modul'nyh uzlov radiosvjazi // Omskij nauchnyj vestnik. 2014. № 1 (127). S. 201–205. (in Russ.)
3. Borisov V.I., Zinchuk V.M., Limarev A.E. Pomehozashhishhennost' sistem radiosvjazi s rasshireniem spektra signalov metodom psevdosluchajnoj perestrojki rabochej chastoty. M.: RadioSoft, 2008. 512 s. (in Russ.)
4. Dikson R.K. Shirokopolosnye sistemy. M.: Svjaz', 1979. 304 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

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

Сенюк В.О., магистрант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Ступин К.В., магистрант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Matyushkov A.L., PhD, associate professor of department of information radiotechnologies of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Senyuk V.O., master student of information radiotechnologies of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Stupin K.V., master student of information radiotechnologies 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. +375-25-528-56-03;
e-mail: stupin@bsuir.by
Ступин Константин Владимирович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki st., 6
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-25-528-56-03;
e-mail: stupin@bsuir.by
Stupin Konstantsin Vladimirovich

УДК 621.391.26

ОБРАБОТКА ОРТОГОНАЛЬНЫХ ЧАСТОТНО-УПЛОТНЕННЫХ СИГНАЛОВ, ПЕРЕДАВАЕМЫХ ПО КАНАЛАМ СВЯЗИ С ЗАМИРАНИЯМИ

В.П. ТУЗЛУКОВ

Белорусская государственная академия связи, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 26 апреля 2018

Аннотация. В работе проводится математический анализ вероятностных характеристик сигналов, передаваемых по уплотненным каналам связи с ортогональным частотным разделением при наличии замираний в канале связи, подчиняющихся закону распределения Накагами- m . В отличие от предыдущих исследований в настоящей работе рассматривается воздействие неоднородного распределения фазы замираний в канале связи на вероятность ошибок приема сигналов. Представлено унифицированное математическое выражение производящей функции моментов для коэффициентов замираний в канале связи в частотной области, распределенных в соответствии с законом Накагами- m с неоднородными распределениями фазы. Таким образом, классические методы определения производящей функции моментов могут непосредственно использоваться для определения точного математического представления вероятности ошибки приема сигналов при различных видах модуляции и разнесении сигналов.

Ключевые слова: канал связи с замираниями, ортогональное частотное уплотнение, вероятность ошибок, распределение Накагами- m .

Abstract. The mathematical analysis of the probabilistic characteristics of signals transmitted through compressed communication channels with orthogonal frequency separation in the presence of fading in the communication channel obeying the Nakagami- m distribution law is carried out in the paper. In contrast to previous studies, the effect of a non-uniform distribution of the fading phase in a communication channel on the probability of signal reception errors is examined. A unified mathematical expression of the generating function of moments is presented for the fading coefficients in the communication channel in the frequency domain, distributed in accordance with the Nakagami- m law with non-uniform phase distributions. Thus, the classical methods for determining the generating function of moments can be directly used to determine the exact mathematical representation of the probability of error receiving signals for various types of modulation and diversity of signals.

Keywords: communication channel with fading, orthogonal frequency multiplexing, error probability, Nakagami- m distribution.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 119, No. 1, pp. 11-18
Processing of orthogonal frequency-compensated signals
transmitted via communication channels with fading
V.P. Tuzlukov

Введение

Точные статистические модели для коэффициентов замирания в каналах связи в частотной области играют важную роль при анализе характеристик обнаружения мультиплексированных сигналов с ортогональным частотным разделением, передаваемых посредством частотно-избирательных каналов связи с замираниями. Предыдущие исследования характеристик обнаружения мультиплексированных сигналов с ортогональным частотным разделением, передаваемых посредством частотно-избирательных каналов связи

с замираниями, распределенными в соответствии с законом Накагами- m , основывались на следующих предположениях: 1) фазовые углы и амплитуды комплексных коэффициентов замираний канала связи являются независимыми случайными величинами; 2) фазовые углы являются равномерно распределенными случайными величинами. Несмотря на тот факт, что эти предположения широко используются, ясный физический или интуитивный базис для этих предположений отсутствует [1].

Распределение амплитуды замираний в канале связи в соответствии с законом Накагами- m широко используется благодаря эмпирическим подтверждениям совмещения с высокой точностью с данными измерения амплитуды замираний в канале связи [2–4]. Однако плотность распределения вероятностей фазы замираний в канале связи, коррелированная с распределением Накагами- m , не предусматривалась. В большинстве работ предполагалось равномерное распределение фазы замираний без каких-либо подтверждений. С другой стороны, было определено, что фаза комплексной случайной величины, подчиняющейся закону распределения Накагами- m , не может быть равномерно распределенной для всех значений m [5–11], и точные модели распределения фазы замираний в канале связи должны быть зависимыми от параметра замираний m . Так, при $m > 1$ замирания, распределенные в соответствии с законом Накагами- m , приближаются к замираниям, подчиняющимся закону распределения Райса, для которого, как известно, распределение фазы замираний не является однородным. Аналогично, если $m < 1$, плотность распределения вероятностей замираний стремится к распределению Хойта, для которого распределение фазы замираний также не является однородным [7]. Следовательно, анализ характеристик обнаружения мультиплексированных сигналов с ортогональным частотным распределением, передаваемых посредством канала связи с замираниями, распределенными в соответствии с законом Накагами- m с неоднородным распределением фазовых углов, представляет собой как теоретический, так и практический интерес [12–14].

Наиболее близкие результаты были получены в [15, 16]. В [15] была предложена аппроксимация коэффициента усиления канала связи с замираниями в частотной области другой случайной величиной, распределенной по закону Накагами- m , имеющей другой параметр замираний. Строгий анализ вероятности ошибок в случае равномерного распределения фазы замираний в канале связи был предложен в [16] при рассмотрении круговой симметрии случайных величин, распределенных в соответствии с законом Накагами- m , предполагая равномерное распределение фазы. По этой причине результаты, полученные в [16], не могут распространяться на модели с неравномерным распределением фазы замираний в канале связи.

Модель Накагами- m замираний

Оригинальная модель замираний в канале связи, соответствующая распределению Накагами- m [1], не определяет какое-либо распределение фазы замираний в канале связи. Однако благодаря равномерному распределению фазы при рэлеевских замираниях большинство исследователей произвольным образом установили, что при замираниях в канале связи, распределенных в соответствии с законом Накагами- m , фаза замираний распределена равномерно, и сделали предположение, что фазовый угол замираний независим от амплитуды замираний, без какого-либо убедительного физического или интуитивного обоснования.

С другой стороны, убедительная модель комплексных замираний Накагами основывается на следующем наблюдении: дробное или целое значение m может быть представлено в виде случайной величины, соответствующей распределению Накагами- m , как корень квадратный из суммы квадратов $2m$ независимых гауссовских случайных величин. Таким образом, если R есть комплексная случайная величина с амплитудой $|R|$, подчиняющаяся распределению Накагами- m с математическим ожиданием $\sqrt{\Omega}$, тогда

$$|R|^2 = \frac{\Omega}{2m} \sum_{i=1}^m |g_{c,i} + jg_{s,i}|^2, \quad (1)$$

где $g_{c,i}$ и $g_{s,i}$ – независимые гауссовские случайные величины с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией.

С этой точки зрения следует отметить, что (1) широко используется при моделировании коррелированных случайных величин, подчиняющихся закону распределения Накагами- m [17–22]. Следовательно, убедительная и правдоподобная модель для комплексной случайной величины, распределенной в соответствии с законом Накагами- m , удовлетворяющей (1) при $m = 1, 2, \dots$, может быть представлена в виде [7–13]

$$R = \delta_1 \sqrt{\frac{\Omega}{2m}} X + j\delta_2 \sqrt{\frac{\Omega}{2m}} Y, \quad (2)$$

где δ_1, δ_2, X, Y – взаимно независимые случайные величины; δ_1 и δ_2 – равновероятные случайные величины, принимающие значения в пределах интервала $[-1, +1]$, а $X = \sum_{i=1}^m g_{c,i}^2$

и $Y = \sum_{i=1}^m g_{s,i}^2$ – случайные величины, распределенные в соответствии с χ^2 -распределением с m степенями свободы

$$f_X(x) = f_Y(x) = \frac{1}{2^{0,5m} \Gamma(0,5m)} x^{0,5m-1} \exp(-0,5x), \quad (3)$$

где $\Gamma(\cdot)$ – гамма-функция.

Знание того, что сумма двух идентичных и независимых гамма случайных величин с параметром $0,5m$ является также гамма случайной величиной, но с параметром m , предполагает, что уравнение, подобное (2), также может быть использовано для генерации комплексных случайных величин, подчиняющихся распределению Накагами- m при нецелочисленном m . Однако в этом случае X и Y становятся независимыми гамма случайными величинами с параметром $0,5m$. На основе модели, представленной в (2), в [7, 8] было получено следующее строгое математическое выражение для плотности распределения вероятностей фазового угла $\arg R$:

$$f_{\arg}(\varphi) = \frac{\Gamma(m)}{2^m \Gamma^2(0,5m)} |\sin 2\varphi|^2. \quad (4)$$

Математический анализ

Показатели качества приема и обработки мультиплексированных ортогональных сигналов с частотным разделением зависит от текущего значения отношения сигнал/помеха n -го канала $q_n = SNR |H_n|^2$, где SNR – среднее значение отношения сигнал/помеха; H_n – импульсная характеристика n -го канала в частотной области, $n = 0, 1, \dots, N-1$:

$$H_n = \sum_{l=0}^{L-1} R_l \exp\{-j2\pi(n/N)l\}, \quad (5)$$

где L – число многотрактовых маршрутов; N – общее число каналов связи. Здесь R_l , $l = 0, 1, \dots, L-1$ – независимые комплексные случайные величины, где $|R_l|$ – случайная величина, подчиняющаяся закону Накагами- m :

$$f_{|R_l|}(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} (m/\Omega_l)^m r^{2m-1} \exp\{-r^2(m/2\Omega_l)\}, \quad m > 0,5 \quad (6)$$

где $\Omega_l = E[R_l^2]$ – мощность замираний по l -му маршруту канала связи; $\sum_{l=0}^{L-1} \Omega_l = 1$. Выражение (5) можно переписать в следующем виде:

$$H_n = \sum_{l=0}^{L-1} (\tilde{x}_l + j\tilde{y}_l), \quad (7)$$

$$\tilde{x}_l = |R_l| \cos[\arg R_l - 2\pi(n/N)l] = x_l \cos[2\pi(n/N)l] + y_l \sin[2\pi(n/N)l], \quad (8a)$$

$$\tilde{y}_l = |R_l| \sin[\arg R_l - 2\pi(n/N)l] = x_l \sin[2\pi(n/N)l] - y_l \cos[2\pi(n/N)l], \quad (8b)$$

$$x_l = |R_l| \cos(\arg R_l) \quad \text{и} \quad y_l = |R_l| \sin(\arg R_l). \quad (8c)$$

Заметим, что сдвинутый угол $[\arg R_l - 2\pi(n/N)l](\text{mod } 2\pi)$ не обладает таким же законом распределения, как и $\arg R_l$. Это противоположно тому, что $(\text{mod } 2\pi)$ является равномерно распределенной случайной величиной, которая сохраняет свое равномерное распределение при любых произвольных сдвигах [23–25]. Мощность, или квадрат амплитуды замираний в n -м канале связи, определяется как

$$|H_n|^2 = \left| \sum_{l=0}^{L-1} (\tilde{x}_l + j\tilde{y}_l) \right|^2 = \left(\sum_{l=0}^{L-1} \tilde{x}_l \right)^2 + \left(\sum_{l=0}^{L-1} \tilde{y}_l \right)^2. \quad (9)$$

Для получения строгого математического выражения в общем виде для производящей функции моментов $E\{\exp[-z |H_n|^2]\}$ напомним хорошо известное равенство

$$(1/\sqrt{\pi}) \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-\omega^2) d\omega = 1, \quad \text{что эквивалентно}$$

$$1 = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\{-(\omega + jR)^2\} d\omega, \quad \forall R. \quad (10)$$

Выражение (10) предполагает, что

$$\exp\{-R^2\} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-\omega^2) \exp(-2j\omega R) d\omega. \quad (11)$$

Пусть $R = \sqrt{z} \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{x}_l$. Тогда

$$\exp\left\{-z \left(\sum_{l=0}^{L-1} \tilde{x}_l \right)^2\right\} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-\omega^2) \exp\left[-2j\sqrt{z}\omega \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{x}_l\right] d\omega, \quad (12)$$

и получаем, что случайные величины $(\tilde{x}_0, \tilde{x}_1, \dots, \tilde{x}_{L-1})$ появляются только в линейной комбинации в степени экспоненты. Это значительно упрощает оценку требуемого математического ожидания в терминах характеристических функций. Поскольку в (9) рассматривается производящая функция моментов $|H_n|^2$, отметим, что в общем смысле \tilde{x}_l и \tilde{y}_l не являются независимыми. Из (12) получаем:

$$\exp\left\{-z \left(\sum_{l=0}^{L-1} \tilde{x}_l \right)^2\right\} \exp\left\{-z \left(\sum_{l=0}^{L-1} \tilde{y}_l \right)^2\right\} = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\{-(u^2 + v^2)\} \exp\left\{-2j\sqrt{z} \sum_{l=0}^{L-1} (u\tilde{x}_l + v\tilde{y}_l)\right\} dudv. \quad (13)$$

Определим математическое ожидание левой и правой части (13) и затем вынесем математическое ожидание за знак интегрирования, чтобы получить производящую функцию моментов квадратов амплитуды замираний от суммы комплексных случайных величин в виде характеристической функции их сумм:

$$\mathbf{E}\{\exp[-z |H_n|^2]\} = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\{-(u^2 + v^2)\} \prod_{l=0}^{L-1} \Phi_l(2\sqrt{z}u, 2\sqrt{z}v) dudv, \quad (14)$$

где

$$\Phi_l(u, v) = \mathbf{E}\{\exp[-j(u\tilde{x}_l + v\tilde{y}_l)]\} = \mathbf{E}\{\exp\{-jx_l[u \cos[2\pi(n/N)l] + v \sin[2\pi(n/N)l]]\} \exp\{-jy_l[u \sin[2\pi(n/N)l] - v \cos[2\pi(n/N)l]]\}\}. \quad (15)$$

В случае комплексной случайной величины, распределенной согласно закону Накагами- m , заданной в (2), получаем, что

$$\begin{aligned} \mathbf{E}[\exp(-j\omega x_l)] &= \mathbf{E}[\exp(-j\omega y_l)] = \mathbf{E}\{\exp[-j\omega \delta_l \sqrt{X_l(\Omega_l/m)}]\} = \mathbf{E}[\cos(\omega \sqrt{X_l(\Omega_l/m)})] = \\ &= \int_0^{\infty} \cos(\omega \sqrt{x(\Omega_l/m)}) \frac{x^{0.5m-1} \exp(-0.5x)}{2^{0.5m} \Gamma(0.5m)} dx = {}_1F_1[0, 5m; 0.5; -\omega^2(\Omega_l/4m)]. \end{aligned} \quad (16)$$

Здесь мы воспользовались предположением, что вероятность $P(\delta_l = -1) = P(\delta_l = 1) = 0.5$, и, используя преобразование Куммера [26], получим искомый результат. Следовательно, (15) сводится к выражению

$$\Phi_l(u, v) = {}_1F_1\{0, 5m; 0, 5; -(\Omega_l/m)[u \cos[2\pi(n/N)l] + v \sin[2\pi(n/N)l]]^2\} \times \\ \times {}_1F_1\{0, 5m; 0, 5; -(\Omega_l/m)[u \sin 2\pi(n/N)l] - v \cos n[2\pi(n/N)l]]^2\}, \quad (17)$$

где ${}_1F_1(; ;)$ – вырожденная гипергеометрическая функция. Выражение (14) совместно с (17) позволяет получить производящую функцию моментов квадрата амплитуды замираний в канале n , $n = 0, 1, \dots, N-1$, что можно значительно упростить для $n = 0, 0, 25N, 0, 5N, 0, 75N, \dots$, где (14) сводится к простому выражению

$$\mathbf{E}\{\exp[-z | H_n |^2]\} = \mathcal{M}^2(z, m) \quad (18)$$

и

$$\mathcal{M}(z, m) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^\infty \exp(-\omega^2) \prod_{l=0}^{L-1} {}_1F_1[0, 5m; 0, 5; -(\Omega_l/m)z\omega^2] d\omega. \quad (19)$$

Используя равенство из [16], можно получить строгое математическое выражение для (19) в терминах гипергеометрической функции нескольких переменных [26]:

$$\mathcal{M}(z, m) = F_A^{(L)}[0, 5; 0, 5m, \dots, 0, 5m; 0, 5, \dots, 0, 5; -(\Omega_0/m)z, \dots, -(\Omega_{L-1}/m)z]. \quad (20)$$

Кроме того, используя (20), (19) может быть выражено через многочлен Эрмита

$$\mathcal{M}(z, m) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{k=1}^K \alpha_k \prod_{l=0}^{L-1} {}_1F_1[0, 5m; 0, 5; -(\Omega_l/m)z\beta_k^2] + \mathfrak{R}_K, \quad (21)$$

где β_k и α_k – выборочные точки и весовые коэффициенты многочлена Эрмита, табулированные в [27]; \mathfrak{R}_K – остаток, который очень мал по величине при больших значениях K . Следовательно, (21) упрощает численное оценивание $\mathcal{M}(z)$. Необходимо отметить, что (20) приведено только для того, чтобы выразить (19) в компактной форме в терминах гипергеометрической функции нескольких переменных. Этот прием очень распространен в литературе, например в [13]. Однако, поскольку рассматривается численное оценивание (19), будем использовать (21).

В предельном случае при $m \rightarrow \infty$ амплитуда замираний в канале связи становится постоянной $\sqrt{\Omega_l}$. Можно показать, что в этом случае (19) сводится к

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \mathcal{M}(z, m) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^\infty \exp(-\omega^2) \prod_{l=0}^{L-1} \cos(\sqrt{2\Omega_l}z\omega) d\omega. \quad (22)$$

Необходимо подчеркнуть, что с этой точки зрения (14) представляет собой унифицированное выражение для производящей функции моментов, которая действительна для каналов связи с многолучевыми замираниями с произвольной моделью распределения амплитуды и фазы замираний. Например, в случае замираний в канале связи, распределенных по закону Накагами- m с равномерно распределенной фазой, из (14) можно получить [1]

$$\mathbf{E}\{\exp[-z | H_n |^2]\} = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^\infty \int_{-\infty}^\infty \exp\{-(u^2 + v^2)\} \prod_{l=0}^{L-1} {}_1F_1[m; 1; -(\Omega_l/m)(u^2 + v^2)] dudv = \\ = \int_0^\infty \exp(-\omega) \prod_{l=0}^{L-1} {}_1F_1[m; 1; -(\Omega_l/m)z\omega] d\omega, \quad (23)$$

где последний интеграл является результатом использования преобразований $u = \sqrt{\omega} \cos \theta$ и $v = \sqrt{\omega} \sin \theta$.

В итоге получили, что производящая функция моментов мощности замираний в канале связи задается функцией $\mathcal{M}^2(z)$, где $\mathcal{M}(z)$ определена в (19)–(21). Точные математические выражения для вероятности ошибок при передаче различных типов сигналов по каналам связи легко определяются в терминах производящей функции моментов [28]. Например, средняя вероятность ошибок на бит (BER) в случае двоичной фазовой модуляции с порядком разнесения сигналов D и суммированием дифференциально взвешенных сигналов каждого канала определяется как [29]

$$BER = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \mathcal{M}^2 \left(\frac{SNR}{\sqrt{2} \sin \theta}, m \right) d\theta. \quad (24)$$

Необходимо отметить, что представленные здесь результаты используют специальную комплексную модель распределения Накагами- m , в то время как в [7] как вещественные, так и мнимые компоненты имеют идентичные параметры. Тем не менее это может быть легко применимо к более обобщенным комплексным моделям распределения Накагами- m , в которых вещественные и мнимые компоненты обладают неидентичными характеристиками, как это показано в [8, 9]. В этом случае (18) имеет вид

$$E\{\exp[-z | H_n |^2]\} = \mathcal{M}(z, m_x) \mathcal{M}(z, m_y), \quad (25)$$

где $\mathcal{M}(z, m)$ задается (19) и m_x, m_y – параметры вещественной и мнимой компоненты, соответственно.

Численные результаты

На рис. 1–4 представлено сравнение вероятности ошибок на бит BER при приеме мультиплексированных ортогональных сигналов с частотным разделением и двоичной фазовой модуляцией, передаваемых по каналам связи с замираниями, распределенными в соответствии с законом Накагами- m , как с равномерно распределенной фазой, так и с неравномерно распределенной фазой. Мы полагаем, что $m = 0,5N$. Следовательно, теоретические результаты определяются, используя (18) и (19). Результаты моделирования методом Монте-Карло представлены для подтверждения теоретических исследований. На рис. 1, 2 вероятность ошибок на бит BER представлена как функция от параметра замираний m в канале связи для 2 и 3 маршрутов многолучевого распространения. Можно заметить, что две кривые BER совпадают друг с другом при $m \leq 1$. Это предполагает, что BER становится нечувствительной к распределению фазы замираний при $m < 1$. С другой стороны, различие между BER увеличивается с увеличением значения параметра m . При $L = 2$ неравномерно распределенные фазы замираний приводят к более высоким значениям BER , в то время как при равномерно распределенных фазах замираний в канале связи более высокие значения BER наблюдаются при $L = 3$. Как следует из рис. 3, значение BER становится больше при неравномерном распределении фазы амплитуды замираний при четном значении L , в то время как равномерное распределение фазы замираний в канале связи приводит к большим значениям BER при нечетных L . Обе кривые BER сходятся к одному и тому же значению при $L > 8$. На основании предельной центральной теоремы комплексная огибающая амплитуды замираний в канале связи сходится к комплексной гауссовской случайной величине при $L \gg 1$ независимо от закона распределения фазы амплитуды замираний в канале связи и значения параметра замираний m . Рис. 3 демонстрирует, что при равномерно распределенной фазе амплитуды замираний кривые BER сходятся быстрее. На рис. 4 BER представлена как функция от SNR при $m = 3$ для порядка разнесения сигналов $N = 1, 2$. Видно, что различие между двумя кривыми BER увеличивается с ростом значений SNR . На рис. 1 представлено, что при $L = 2$ значение BER увеличивается с увеличением параметра замираний m , начиная с $m > 2$, в то время как рис. 2 демонстрирует, что при $L = 3$ значение BER уменьшается быстро с ростом параметра m при $m > 2$. В силу нелинейности поведения BER очень сложно дать интуитивное объяснение такому поведению. Следует отметить, что о подобном поведении BER сообщалось в [16].

На рис. 1, 2 также демонстрируется поведение BER при аппроксимации коэффициентов канала связи в частотной области другим распределением Накагами- m с параметрами замираний, представленными в [15]. В [16] также было показано, что эта аппроксимация не может заслуживать доверия в случае распределения Накагами- m с равномерно распределенной фазой амплитуды замираний. Рис. 1 и 2 подтверждают, что результаты в [16] также не заслуживают доверия в случае равномерно распределенной фазы амплитуды замираний в канале связи.

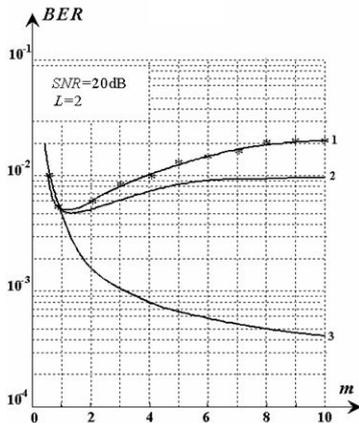


Рис. 1. Средняя вероятность ошибки как функция параметра замираний m . Накагами замирания при неоднородном (1) и однородном (2) распределении фазы; аппроксимация Накагами распределения (3); * – результаты моделирования

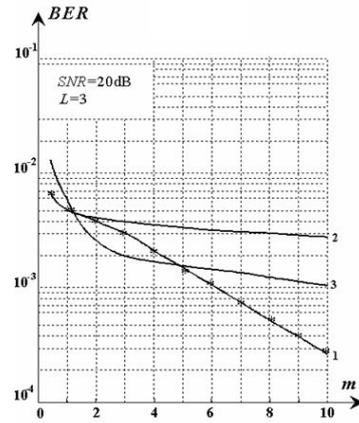


Рис. 2. Средняя вероятность ошибки как функция параметра замираний m . Накагами замирания при неоднородном (1) и однородном (2) распределении фазы; аппроксимация Накагами распределения (3); * – результаты моделирования

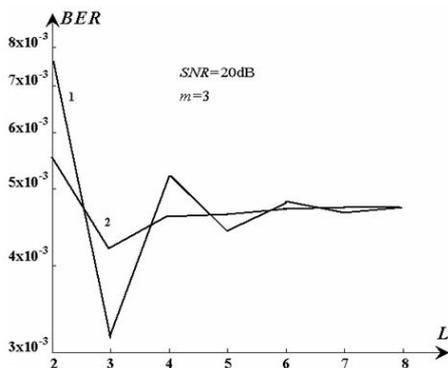


Рис. 3. Средняя вероятность ошибки как функция числа каналов L . Накагами замирания при неоднородном (1) и однородном (2) распределении фазы

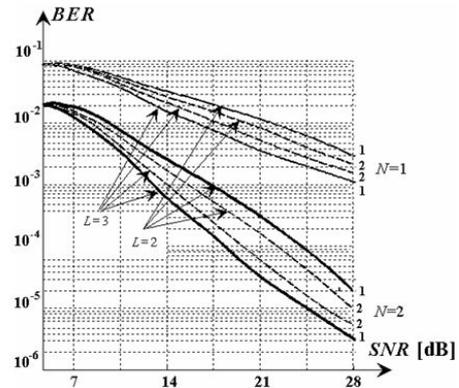


Рис. 4. Средняя вероятность ошибки как функция числа каналов L . Накагами замирания при неоднородном (1) и однородном (2) распределении фазы

Выводы

В настоящей работе исследовано воздействие неравномерно распределенной фазы амплитуды замираний в канале связи на BER при передаче мультиплексированных ортогональных сигналов с частотным разделением посредством частотно-избирательных каналов связи с замираниями, распределенными в соответствии с законом Накагами- m . Простой метод позволяет получить новое точное аналитическое выражение для производящей функции моментов мощности коэффициента усиления канала связи с замираниями в частотной области в виде характеристических функций комплексных коэффициентов усиления канала связи с многолучевым распространением. Классические методы могут использоваться для получения точных значений BER для различного вида модуляций и произвольного порядка разнесения сигналов при многоканальной связи.

Список литературы / References

1. Nakagami M. The m -distribution – a general formula of intensity distribution of rapid fading // Statistical Methods in Radio Wave Propagation. 1962. Vol. 40. P. 757–768.
2. Aulin A.T. Characteristics of a digital mobile radio channel // IEEE Transactions on Vehicle Technology. 1981. Vol. 30, No. 1. P. 45–53.
3. Charash U. Reception through Nakagami fading multipath channels with random delays // IEEE Transactions on Communications. 1979. Vol. 27, No. 4. P. 657–670.
4. Suzuki H. A statistical model for urban multipath // IEEE Transactions on Communications. 1977. Vol. 25, No. 7. P. 673–680.
5. Dwivedi V.K., Singh G. Error-rate analysis of the OFDM for correlated Nakagami- m fading channel

- by using maximal ratio combining diversity // *International Journal of Microwave and Wireless Technology*. 2011. Vol. 3, No. 6. P. 717–726.
6. Jain G., Dubey R. BER performance of OFDM system over Nakagami-m fading channels with different modulation schemes // *International Journal of Advanced Research in Computer Engineering & Technology (IJARCET)*. 2012. Vol. 1, No. 6. P. 111–116.
 7. Yacoub M.D., Fraidenraich G., Santos Filho J.C.S. Nakagami-m phase-envelope joint distribution // *IEEE Electronics Letters*. 2005. Vol. 41, No. 3. P. 259–261.
 8. Yacoub M.D. Nakagami-m phase-envelope joint distribution: a new model // *IEEE Transactions on Vehicle Technology*. 2010. Vol. 59, No. 3. P. 1552–1557.
 9. Mallik R.K. A new statistical model of the complex Nakagami-m fading channel // *IEEE Transactions on Communications*. 2010. Vol. 58, No. 9. P. 2611–2620.
 10. Sood N., Sharma A.K., Uddin M. On channel estimation of OFDM-BPSK and QPSK over Nakagami-m fading channels // *Signal Processing: An International Journal (SPIJ), Signal Processing: An International Journal (SPIJ)*. 2016. Vol. 4, No. 4. P. 239–246.
 11. Kumar I.H., Rao P.N.V. Efficiency BER analysis of OFDM system over Nakagami-m fading channel // *International Journal of Computer Engineering in Research Trends (IJCERT)*. 2015. Vol. 2, No.11. P. 745–750.
 12. Santos Filho J.C.S. On the second-order statistics of Nakagami fading simulators // *IEEE Transactions on Communications*. 2009. Vol. 57, No. 12. P. 3543–3546.
 13. Ma Y., Zhang D. A method for simulating complex Nakagami fading time series with nonuniform phase and prescribed autocorrelation characteristics // *IEEE Transactions on Vehicle Technology*. 2010. Vol. 59, No. 1. P. 29–35.
 14. Mishra M.K., Sood N., Sharma A.K. New BER analysis of OFDM system over Nakagami-n (Rice) fading channel // *International Journal of Computer Science, Engineering and Information Technology*. 2015. Vol. 2, No. 1. P. 745–750.
 15. Kang Z., Yao K., Lorenzelli F. Nakagami-m fading modeling in the frequency domain for OFDM system analysis // *IEEE Communications Letters*. 2003. Vol. 7, No. 10. P. 484–486.
 16. Du Z., Cheng J., Beaulieu N.C. Accurate error-rate performance analysis of OFDM on frequency-selective Nakagami-m fading channels // *IEEE Transactions on Communications*. 2006. Vol. 54, No. 2. P. 319–328.
 17. Tuzlukov V.P. *Signal detection theory*. New York: Springer-Verlag, 2001. 746 p.
 18. Luo J., Zeidler J.R., McLaughlin S. Performance analysis of compact antenna arrays with MRC in correlated Nakagami fading channels // *IEEE Transactions on Vehicle Technology*. 2001. Vol. 50, No. 1. P. 267–277.
 19. Polprasert C.A., Ritcey J.A. Nakagami fading phase difference distribution and its impact on BER performance // *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2008. Vol. 7, No. 7. P. 2805–2813.
 20. de Souza R.A.A., Yacoub M.D. Bivariate Nakagami-m distribution with arbitrary correlation and fading parameters // *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2008. Vol. 7, No. 12. P. 5227–5232.
 21. New results for the multivariate Nakagami-m fading model with arbitrary correlation matrix and applications / G.C. Alexandropoulos [et al.] // *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2009. Vol. 8, No. 1. P. 245–255.
 22. Reig J. Multivariate Nakagami-m distribution with constant correlation model // *AEU International Journal on Electronics and Communications*. 2009. Vol. 63, No. 1. P. 46–51.
 23. Tuzlukov V.P. *Signal processing in radar systems*. Boca Raton, London, New York, Washington DC, 2012. 632 p.
 24. Tuzlukov V.P. *Communications systems: new research*. New York: NOVA Science Publishers, Inc., 2013. 423 p.
 25. Tuzlukov V.P. *Contemporary issues in wireless communications*. Croatia: INTECH, 2014. P. 79–158.
 26. Gradshteyn I.S., Ryzhik I.M. *Table of integrals, series, and products*. New York: Academic Press, 2000. 1167 p.
 27. Abramowitz M., Stegun I.A. *Handbook of mathematical functions*. Dover: National Bureau of Standards, 1964. 1064 p.
 28. Simon M.K., Alouini M.S. *Digital communications over fading channels*. New York: John Wiley-IEEE Press, 2004. 936 p.
 29. Tuzlukov V.P. *Advances in communications and media research*. Chapter 6: Detection of spatially distributed signals by generalized receiver using radar sensor array in wireless communication. New York: NOVA Science Publishers, Inc., 2015. P. 143–173.

Сведения об авторе

Тузлуков В.П., д.ф.-м.н., профессор, профессор кафедры инфокоммуникационных технологий Белорусской государственной академии связи.

Information about the author

Tuzlukov V.P., D.Sci, professor, professor of information and communications department of Belarussian state academy of communications.

Адрес для корреспонденции

220114, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. Ф. Скорины 8/2
Белорусская государственная академия связи
тел. +375-44-549-35-17;
e-mail: slava.tuzlukov@mail.ru
Тузлуков Вячеслав Петрович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, F. Scorina st., 8/2
Belarussian state academy of communications
tel. +375-44-549-35-17;
e-mail: slava.tuzlukov@mail.ru
Tuzlukov Vyacheslav Petrovich

УДК 681.5.015

МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ ГЕНЕРАЦИИ ПРОГРАММНЫХ ТРАЕКТОРИЙ РОБОТОВ-МАНИПУЛЯТОРОВ В ПРОЦЕССЕ ДУГОВОЙ СВАРКИ

М.М. КОЖЕВНИКОВ¹, О.А. ЧУМАКОВ², И.Э. ИЛЮШИН¹, Л.А. ЛОБОРЕВА¹

¹Могилевский государственный университет продовольствия, Республика Беларусь

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 25 мая 2018

Аннотация. Разработаны новые эффективные методы и алгоритмы генерации программных траекторий роботов-манипуляторов для дуговой сварки с учетом технологических ограничений. Предложенные методы и алгоритмы, в отличие от известных, позволяют эффективно учесть форму сварного шва, а также ограничения, накладываемые на его ориентацию. Эффективность разработанных методов и алгоритмов подтверждена результатами экспериментов с моделями промышленных роботов-манипуляторов.

Ключевые слова: робот-манипулятор, алгоритмы управления, дуговая сварка, конфигурационное пространство.

Abstract. The new effective methods and algorithms were developed for generating of program trajectories for robotic manipulators of arc welding with account of technological limits. The proposed methods and algorithms, in contrast to the known ones, allow to effectively take into account the shape of the welded seam, as well as the constraints imposed on its orientation. The effectiveness of the developed methods and algorithms is confirmed by the results of experiments with models of robot-manipulators.

Keywords: robotic-manipulator, algorithms for control, arc welding, configuration space.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 119, No. 1, pp. 19-25

The methods and algorithms for generating of program trajectories for robotic manipulators of arc welding
M.M. Kozhevnikov, O.A. Chumakov, I.E. Ilushin, L.A. Loboreva

Введение

В данной работе рассмотрены задачи генерации программных траекторий роботов-манипуляторов (РМ) и роботизированных технологических комплексов (РТК) в технологическом процессе дуговой сварки (ДС). Типичный РТК для ДС включает роботы-манипуляторы с шестью степенями подвижности и позиционер (манипулятор изделия), который может иметь до трех степеней подвижности [1–4]. Позиционер предназначен для обеспечения требуемой ориентации шва относительно направления действия силы тяжести и обеспечения доступности шва для сварочной горелки.

Стоит отметить, что для реализации траекторий РМ на сегодняшний день чаще всего применяется метод обучения [5]: такой подход ведет к увеличению риска ошибок (качество процесса зависит непосредственно от навыков оператора), выявить и устранить которые возможно только на этапе наладки, что значительно увеличивает сроки освоения новых изделий. Известные подходы к генерации программных траекторий РМ не учитывают сложные геометрические характеристики всех элементов РТК, а также ограничения на ориентацию сварочной горелки, что приводит к снижению показателей качества работы системы управления и большим объемам

движений [6–8]. При этом программная траектория РМ вычисляется за конечное время только с некоторой вероятностью, т. е. свойство «полноты» решения теряется [9, 10].

В статье предложены новые подходы для генерации программных траекторий РМ в технологическом процессе дуговой сварки, которые учитывают форму сварного шва, а также ограничения, накладываемые на его ориентацию. Такой подход позволяет успешно осуществлять управление сварочными роботами с учетом геометрических характеристик всех элементов роботизированного комплекса, модели конфигурационного пространства и технологических ограничений.

Постановка задачи

Рассмотрим типичную схему РТК для автоматизации технологического процесса ДС (рис. 1). Данная схема состоит из РМ 1 с шестью степенями свободы ($q_1–q_6$), сварочной горелки 2. Сварная конструкция 3 смонтирована на позиционере 4 с тремя степенями подвижности ($g_1–g_3$), причем первое от базы сочленение позиционера (g_1) используется для перемещения сварной конструкции в зону выполнения сварочных операций, а оставшиеся два сочленения (g_2, g_3) – для ориентирования сварных швов. Таким образом, общее число степеней свободы роботизированной сварочной системы – девять.

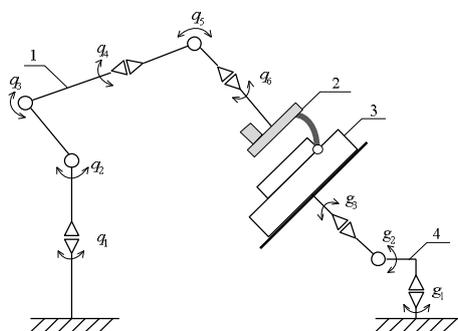


Рис. 1. Схема роботизированного технологического комплекса для дуговой сварки

Ориентация сварного шва определяется углами θ и ε (рис. 2).

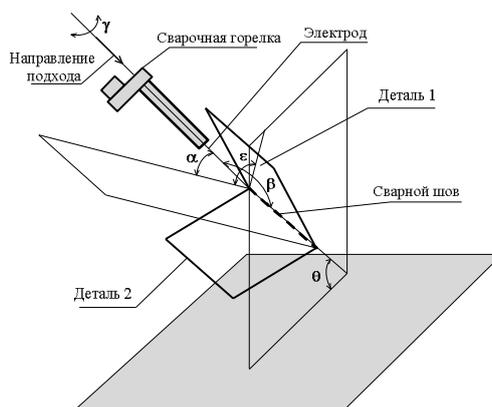


Рис. 2. Ориентация горелки дуговой сварки и сварного шва

Угол θ представляет собой угол между линией сварного шва и горизонтальной плоскостью. Угол ε определяет отклонение биссектрисы угла, образованного свариваемыми деталями, от вертикальной плоскости. Наилучшее качество ДС достигается при горизонтальном расположении шва и вертикальном расположении биссектрисы угла образованного свариваемыми деталями, т. е. оптимальные значения углов ориентации $\theta = \varepsilon = 0^\circ$.

Ориентация сварочной горелки по отношению к шву задается углами α и β . Угол α характеризует наклон плоскости перемещения сварочной горелки относительно биссектрисы угла, образованного свариваемыми деталями, β – угол наклона сварочной горелки к линии

сварного шва. Величина угла α может изменяться в допустимом диапазоне, который зависит от типа сварного соединения. Допустимый диапазон изменения угла β составляет $-15\dots15^\circ$. Угол γ определяет совместно с α и β ориентацию сварочной горелки и не влияет на качество сварки. Этот угол является свободным параметром и может принимать значения в диапазоне $-180\dots180^\circ$.

С учетом перечисленных технологических ограничений для дуговой сварки зададим диапазоны изменения углов ориентации сварочной горелки и сварного шва:

$$\alpha_{\min} \leq \alpha \leq \alpha_{\max}, \beta_{\min} \leq \beta \leq \beta_{\max}, \gamma_{\min} \leq \gamma \leq \gamma_{\max}, \theta_{\min} \leq \theta \leq \theta_{\max}, \varepsilon_{\min} \leq \varepsilon \leq \varepsilon_{\max}. \quad (1)$$

Разобьем диапазоны изменения углов ориентации с параметром дискретизации n и получим множества вида:

$$\{\alpha_i\}_{i=1}^n, \{\beta_i\}_{i=1}^n, \{\gamma_i\}_{i=1}^n, \{\theta_i\}_{i=1}^n, \{\varepsilon_i\}_{i=1}^n, \quad (2)$$

где $\alpha_1 = \alpha_{\min}$, $\alpha_n = \alpha_{\max}$, $\beta_1 = \beta_{\min}$, $\beta_n = \beta_{\max}$, $\gamma_1 = \gamma_{\min}$, $\gamma_n = \gamma_{\max}$, $\theta_1 = \theta_{\min}$, $\theta_n = \theta_{\max}$, $\varepsilon_1 = \varepsilon_{\min}$, $\varepsilon_n = \varepsilon_{\max}$.

Определим модель пространственного сварного шва сложной формы в виде множества точек $\{p_j\}_j^N$, соединенных «простыми» прямолинейными сегментами. Координаты этих точек в мировой системе координат зададим множеством векторов $\{\mathbf{x}_j\}_j^N$.

Связь между углами ориентации сварного шва $\theta_i^j, \varepsilon_i^j$ и углами в сочленениях позиционера g_2, g_3 описывается прямым и обратным кинематическими преобразованиями вида

$$\mathbf{x}_j = dkinp_j(g_2^j, g_3^j, confp), \quad (3)$$

$$(g_2^j, g_3^j) = ikinp_j(\theta_i^j, \varepsilon_i^j, confp), \quad (4)$$

где $dkinp_j(\bullet)$ – функция вычисления прямого кинематического преобразования для позиционера относительно точки сварного шва p_j ; $ikinp_j(\bullet)$ – функция вычисления обратного кинематического преобразования для позиционера относительно точки сварного шва p_j ; $confp$ – индикатор конфигурации позиционера.

Вектор, описывающий углы в сочленениях манипулятора, которые позволяют переместить горелку ДС в точку p_j , имеющую координаты \mathbf{x}_j и ориентацию $[\alpha_i^j, \beta_i^j, \gamma_i^j]^T$, вычисляется как

$$(q_1^j, \dots, q_6^j) = ikinm([\alpha_i^j, \beta_i^j, \gamma_i^j]^T, \mathbf{x}_j, confm), \quad (5)$$

где $ikinm(\bullet)$ – функция расчета обратной задачи кинематики РМ; $confm$ – индикатор конфигурации РМ.

В данной статье рассмотрены промышленные манипуляторы без кинематической избыточности, имеющие единственное решение обратной задачи кинематики (5) для заданного значения $confm$.

Найдем множество конфигураций манипулятора для точки сварного шва p_j и множества дискретных значений углов ориентации горелки $\alpha_i^j, \beta_i^j, \gamma_i^j, j = 1, \dots, N$, допустимых в этой точке:

$$\mathbf{q}^j = \left\{ (q_1^j, \dots, q_6^j) \right\}_{j=1}^N \cap \mathbf{C}_f, \quad (6)$$

где \mathbf{C}_f – множество, описывающее конфигурации РМ, при позиционировании в которые нет столкновений:

$$\mathbf{C}_f = \left\{ \mathbf{q} \mid \mathbf{M}(\mathbf{q}) \cap \mathbf{P}(\mathbf{g}) = \emptyset \right\}, \quad (7)$$

где $\mathbf{M}(\mathbf{q})$ – модель РМ в конфигурации \mathbf{q} ; $\mathbf{P}(\mathbf{g})$ – геометрическая модель позиционера с присоединенной сварной конструкцией, имеющая конфигурацию \mathbf{g} . Ограничения на диапазоны углов в сочленениях манипулятора и позиционера задаются следующим образом:

$$\mathbf{q}_{\min} \leq \mathbf{q} \leq \mathbf{q}_{\max}, \quad (8)$$

$$\mathbf{g}_{\min} \leq \mathbf{g} \leq \mathbf{g}_{\max}, \quad (9)$$

где \mathbf{q}_{\min} , \mathbf{q}_{\max} – максимальное и минимальное ограничения на диапазоны углов в сочленениях РМ, а \mathbf{g}_{\min} , \mathbf{g}_{\max} – максимальное и минимальное ограничения на диапазоны углов позиционера.

Представим модель конфигурационного пространства манипулятора (7), применив неориентированный граф $\mathbf{DC}_f = (\mathbf{V}, \mathbf{E})$. Вершины графа $\mathbf{V} \subset \mathbf{C}_f$ описывают конфигурации манипулятора, в которых нет столкновений и которым соответствуют определенные конфигурации позиционера. Множество \mathbf{V} формируется за счет генерации конфигурации манипулятора и проведения тестирования столкновений манипулятора с позиционером. Если столкновения не обнаружены, то конфигурация включается в \mathbf{V} , иначе – конфигурация отбрасывается. Ребра графа \mathbf{E} определяются как фрагменты траектории горелки между конфигурациями манипулятора из \mathbf{V} .

Таким образом, задача генерации программных траекторий промышленного РМ в процессе ДС может быть сформулирована следующим образом: найти траектории, обеспечивающие движение сварочной горелки вдоль сварного шва за счет скоординированного перемещения РМ и позиционера по свободным от столкновений конфигурациям из множеств (6) с учетом технологических (1) и механических (8), (9) ограничений.

Метод генерации программных траекторий РМ в процессе ДС

Для решения поставленной задачи разработан метод генерации программных траекторий промышленного РМ в процессе ДС с учетом технологических ограничений, основанный на следующей итерационной процедуре, последовательно применяемой к каждой из точек сварного шва $j = 1, \dots, N$.

1. Используя обратное кинематическое преобразование позиционера (4), вычисляются углы в его сочленениях, соответствующие дискретным значениям допустимых углов ориентации $\{\theta_i^j\}_{i=1}^n, \{\varepsilon_i^j\}_{i=1}^n$:

$$\mathbf{g}^j = \left\{ (g_2^j, g_3^j)_k \right\}_{k=1}^{n^2}. \quad (10)$$

2. Используя прямое кинематическое преобразование позиционера (3), вычисляются множества, определяющие координаты точек сварного шва p_j при конфигурировании позиционера каждым из элементов множества (10):

$$\mathbf{x}_j = \left\{ dkinp_j(g_{2k}^j, g_{3k}^j, confp) \right\}_{k=1}^{n^2}. \quad (11)$$

3. Используя обратное кинематическое преобразование манипулятора (5), вычисляются углы в его сочленениях, соответствующие дискретным значениям допустимых углов ориентации сварочной горелки $\{\alpha_i^j\}_{i=1}^n, \{\beta_i^j\}_{i=1}^n, \{\gamma_i^j\}_{i=1}^n$:

$$\mathbf{q}_k^j = \left\{ ikinm((\alpha^j, \beta^j, \gamma^j)_i, p_j^k, confm) \right\}_{i=1}^{n^3}. \quad (12)$$

4. Каждый элемент множеств \mathbf{q}_k^j ($k = 1, \dots, n^2$) проверяется на принадлежность свободному от столкновений конфигурационному пространству (7) при конфигурировании геометрической модели позиционера $\mathbf{P}(\mathbf{g})$ соответствующими углами из множества \mathbf{g}^j (10). Если элемент принадлежит \mathbf{C}_f , то он и соответствующий ему элемент, описывающий углы в сочленениях позиционера, добавляются в множество вершин \mathbf{V} графа \mathbf{DC}_f в противном случае элемент отбрасывается.

5. Ищутся траектории манипулятора между элементами $\mathbf{q}_k^j, \mathbf{q}_k^{j+1}$, включенными в множество \mathbf{V} . При существовании таких фрагментов траектории ребро включается в \mathbf{E} .

6. Пункты 1–5 выполняются циклически для каждой из точек шва. В результате этого формируется граф \mathbf{DC}_f , включающий конфигурации манипулятора и позиционера, которые обеспечивают сварку точек шва $\{P_j\}_{j=1}^N$, и «простые» участки траекторий между этими конфигурациями, движение сварочной горелки вдоль которых не приводит к столкновениям и выходу за технологические и конструктивные ограничения.

7. Ищутся множества возможных маршрутов на графе DC_f от элементов $\{\mathbf{q}^1, \mathbf{g}^1\}$ до элементов $\{\mathbf{q}^N, \mathbf{g}^N\}$, образующих траектории манипулятора, согласованные с ориентационными движениями позиционера.

Алгоритм генерации программных траекторий РМ в процессе ДС

На основе предлагаемого метода разработан алгоритм формирования программных траекторий манипулятора в процессе дуговой сварки, приведенный в таблице.

Алгоритм использует следующие обозначения: *Getg* – функция нахождения вектора конфигураций позиционера \mathbf{g}_k^j в соответствии с выражениями (4) и (10); *Getx* – функция нахождения вектора \mathbf{x}_k^j по выражению (11); *Getq* – функция вычисления вектора конфигураций манипулятора $(\mathbf{q}_k^j)_i$ по выражениям (5) и (12); *Edge* – функция формирования «простого» участка (если таковой имеется) между конфигурацией РМ $(\mathbf{q}_k^j)_i$ и каждой свободной от столкновения конфигурацией из множества \mathbf{q}^{j-1} ; *PathSearch* – функция поиска кратчайших маршрутов на графе DC_f от элементов из множества $\{\mathbf{q}^1, \mathbf{g}^1\}$ до элементов множества $\{\mathbf{q}^N, \mathbf{g}^N\}$.

Алгоритм генерации траекторий

Входные данные: Модель РТК – $\mathbf{M}(\mathbf{q})$, $\mathbf{P}(\mathbf{g})$, Модель сварного шва – $\{p_j\}_j^N$	
1:	$j := 1; \mathbf{V} \leftarrow \emptyset; \mathbf{E} \leftarrow \emptyset;$
2:	повторять
3:	$k := 1;$
4:	повторять
5:	$Getg(\mathbf{g}_k^j);$
6:	$Getx(\mathbf{x}_k^j);$
7:	$i := 1;$
8:	повторять
9:	$Getq((\mathbf{q}_k^j)_i);$
10:	если $\mathbf{M}((\mathbf{q}_k^j)_i) \cap \mathbf{P}(\mathbf{g}_k^j) = \emptyset$
11:	то $\mathbf{V} \leftarrow \{(\mathbf{q}_k^j)_i, \mathbf{g}_k^j\};$
12:	$\mathbf{E} \leftarrow Edge((\mathbf{q}_k^j)_i, \mathbf{q}^{j-1});$
13:	$i := i + 1;$
14:	до тех пор, пока $i \leq n^3;$
15:	$k := k + 1;$
16:	до тех пор, пока $k \leq n^2;$
17:	$j := j + 1;$
18:	до тех пор, пока $j \leq N;$
19:	$path \leftarrow PathSearch(DC_f, \{\mathbf{q}^1, \mathbf{g}^1\}, \{\mathbf{q}^N, \mathbf{g}^N\}).$

Исследование эффективности предложенных методов и алгоритмов

Разработанные методы и алгоритмы генерации траекторий протестированы на примере сварочной роботизированной установки. Такая установка представлена на рис. 3. Установка обеспечивает сварку металлических пластин и реализована на базе РМ IR761, пятиосного позиционера и контроллера RCM3. Сварка металлической пластины производится за несколько шагов. Перед очередным шагом производится сборка и прихватка деталей. Сборка и установка деталей производится с использованием съемной оснастки.

Выполнено исследование эффективности и определена точность геометрических характеристик РТК, необходимых для генерации программных траекторий роботов с учетом предложенной модели. Установлено, что для реализации учета данной модели конфигурационного пространства необходимо контролировать геометрические характеристики сварного шва, отклонение сварочной горелки от шва в горизонтальном и вертикальном направлениях. Показано, что точность и достоверность измерения данных характеристик существенно влияют на эффективность разработанных методов генерации программных траекторий. Результаты тестирования разработанных методов и алгоритмов показывают, что они позволяют найти траектории движения РМ вдоль сварных швов с эффективным обходом технологических ограничений.

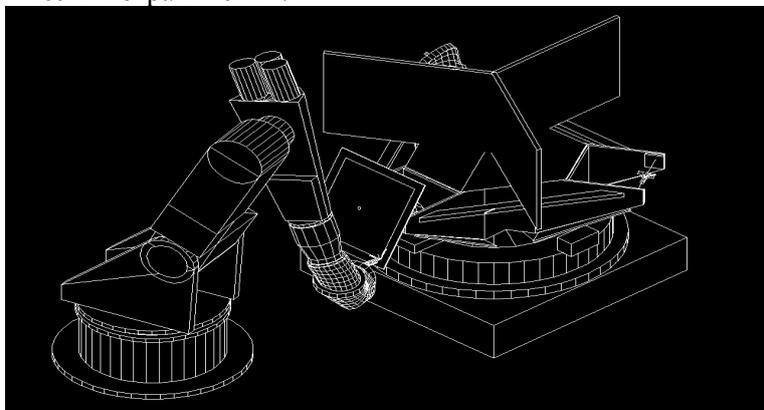


Рис. 3. Тестовая роботизированная ячейка

Заключение

В статье предложен новый метод генерации программных траекторий манипулятора для ДС. На основе предложенного метода разработан алгоритм генерации программных траекторий, позволяющий эффективно учитывать характеристики сварочных манипуляторов и сварных конструкций, а также ограничения, обусловленные технологией ДС, а именно ограничения на ориентацию горелки дуговой сварки и ориентацию шва. Эффективность предлагаемых алгоритмов подтверждена тестированием выполненного посредством моделирования РТК.

Список литературы

1. Климов А.С., Машнин Н.Е. Роботизированные технологические комплексы и технологические линии в сварке. СПб.: Лань, 2011. 240 с.
2. Сварочные технологии в экстремальных условиях. Ч. 1. Анализ многофакторного потенциального риска / Б.Е. Патон [и др.] // Автомат. сварка. 2002. № 11. С. 3–7.
3. Вернадский В.Н. Промышленные роботы в современном производстве // Автомат. сварка. 2001. № 11. С. 37–42.
4. Pires J.N., Loureiro A., Bolmisjo G. Welding robots: technology, systems issues and applications. Springer-Verlag London Limited, 2006. 192 p.
5. Цыбульский Г.А. Автоматизация процедур обучения роботов семейства «PUMA» // Автомат. сварка. 2007. № 6. С. 49–50.
6. Цыбульский Г.А. Алгоритм автоматической ориентации манипуляционного робота относительно тестируемых поверхностей // Автомат. сварка. 2006. № 3. С. 43–45.
7. Zhang Q., Zhao M.-Y. Minimum time path planning of robotic manipulator in drilling/spot welding tasks // Journal of Computational Design and Engineering. 2016. № 2 (3). P. 132–139.

8. Rantanen M., Juhola M. A configuration deactivation algorithm for boosting probabilistic roadmap planning of robots // *International Journal of Automation and Computing*. 2012. № 9 (2). P. 155–164.
9. Rantanen M., Juhola M. Speeding up probabilistic roadmap planners with locality-sensitive hashing // *Robotica*. 2015. № 33 (7). P. 1491–1506.
10. Akbaripour H., Masehian E. Semi-lazy probabilistic roadmap: a parameter-tuned, resilient and robust path planning method for manipulator robots // *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*. 2017. № 89 (5). P. 1401–1430.

References

1. Klimov A.S., Mashnin N.E. Robotizirovannye tehnologicheskie komplekсы i tehnologicheskie linii v svarke. SPb.: Lan', 2011. 240 s. (in Russ.)
2. Svarochnye tehnologii v jekstremal'nyh uslovijah. Ch. 1. Analiz mnogofaktornogo potencial'nogo riska / B.E. Paton [i dr.] // *Avtomat. svarka*. 2002. № 11. S. 3–7. (in Russ.)
3. Vernadskij V.N. Promyshlennye roboty v sovremennom proizvodstve // *Avtomat. svarka*. 2001. № 11. S. 37–42. (in Russ.)
4. Pires J.N., Loureiro A., Bolmisjo G. *Welding robots: technology, systems issues and applications*. Springer-Verlag London Limited, 2006. 192 p.
5. Cybul'kin G.A. Avtomatizacija procedur obuchenija robotov semejstva «PUMA» // *Avtomat. svarka*. 2007. № 6. S. 49–50. (in Russ.)
6. Cybul'kin G.A. Algoritm avtomaticheskoy orientacii manipuljacionnogo robota otnositel'no testiruemyh poverhnostej // *Avtomat. svarka*. 2006. № 3. S. 43–45. (in Russ.)
7. Zhang Q., Zhao M.-Y. Minimum time path planning of robotic manipulator in drilling/spot welding tasks // *Journal of Computational Design and Engineering*. 2016. № 2 (3). P. 132–139.
8. Rantanen M., Juhola M. A configuration deactivation algorithm for boosting probabilistic roadmap planning of robots // *International Journal of Automation and Computing*. 2012. № 9 (2). P. 155–164.
9. Rantanen M., Juhola M. Speeding up probabilistic roadmap planners with locality-sensitive hashing // *Robotica*. 2015. № 33 (7). P. 1491–1506.
10. Akbaripour H., Masehian E. Semi-lazy probabilistic roadmap: a parameter-tuned, resilient and robust path planning method for manipulator robots // *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*. 2017. № 89 (5). P. 1401–1430.

Сведения об авторах

Кожевников М.М., к.т.н., доцент, заведующий кафедрой автоматизации технологических процессов и производств Могилевского государственного университета продовольствия.

Чумаков О.А., к.т.н., доцент, доцент кафедры систем управления Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Илюшин И.Э., ассистент кафедры автоматизации технологических процессов и производств Могилевского государственного университета продовольствия.

Лоборева Л.А., ассистент кафедры автоматизации технологических процессов и производств Могилевского государственного университета продовольствия.

Information about the authors

Kozhevnikov M.M., PhD., associate professor, chief of department of automation of technological processes and production procedures of Mogilev state university of food technologies.

Chumakov O.A., PhD, associate professor, associate professor of department of control systems of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Ilushin I.E., assistant of department of automation of technological processes and production procedures of Mogilev state university of food technologies.

Loboreva L.A., assistant of department of automation of technological processes and production procedures of Mogilev state university of food technologies.

Адрес для корреспонденции

212027, Республика Беларусь,
г. Могилев, пр. Шмидта, 3, 314,
Могилевский государственный
университет продовольствия
тел. + 375-222-48-56-76;
e-mail: iliue@yandex.by
Илюшин Игорь Эдуардович

Address for correspondence

212027, Republic of Belarus,
Mogilev, Shmidta av., 3, 314,
Mogilev state university
of food technologies
tel. + 375-222-48-56-76;
e-mail: iliue@yandex.by
Ilushin Igor Eduardovich

УДК 519.725;007.001.362;528.85/.87(15)

ПАРАМЕТРИЧЕСКИ НАСТРАИВАЕМЫЙ АЛГОРИТМ СЖАТИЯ ГИПЕРСПЕКТРАЛЬНЫХ ДАННЫХ С ПРИМЕНЕНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-РАЗЛОЖЕНИЯ

Д.Ю. ПЕРЦЕВ¹, А.А. ДУДКИН²

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

²Объединенный институт проблем информатики НАН Беларуси, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 26 июня 2018

Аннотация. Представлен параметрически настраиваемый алгоритм сжатия гиперспектральных данных с применением вейвлет-разложения. Проведена оценка пропускной способности в зависимости от уровня вейвлет разложения, оценена эффективность работы представленного алгоритма.

Ключевые слова: дистанционное зондирование, сжатие гиперспектральных данных, контекстное моделирование, вейвлет-разложение.

Abstract. The parametrically adjusted hyperspectral data compression algorithm based on wavelet decomposition is presented. Data stream compression throughput assessment depending on wavelet decomposition level is carried out, the overall performance of the presented algorithm is estimated.

Keywords: remote sensing, hyperspectral compression, context modeling, wavelet-decomposition.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 119, No. 1, pp. 26-31
**The parametrically adjusted hyperspectral data
compression algorithm based on wavelet decomposition**
D.Y. Pertsau, A.A. Doudkin

Введение

Дистанционное зондирование – наблюдение поверхности авиационными и космическими средствами, оснащёнными различными видами съёмочной аппаратуры, которая используется для фиксации спектра с поверхности. Задачей бортовой системы является предобработка полученных данных и их последующая передача в центр управления. Главными потребителями результатов съёмки выступают такие сферы, как метеорология, лесное и сельское хозяйство, мониторинг чрезвычайных ситуаций и другие.

В зависимости от принципа работы съёмочной аппаратуры выделяют гиперспектральные (непрерывный диапазон спектра с фиксированной длиной шага) и мультиспектральные (с неравномерно распределённым спектром) данные. Развитие технологий привело к тому, что в области аэрокосмического мониторинга широкое распространение получает гиперспектральное оборудование. Однако возникают сложности с обработкой и интерпретацией больших потоков информации, их передачей в центр управления. Снимки, представленные на портале AVIRIS [1], имеют следующие параметры: спектральное разрешение – 224 слоя, пространственное разрешение – 512×677 пикселей, радиометрическое разрешение – 16 бит. Соответственно, суммарный объём одного кадра равен 148 Мбайт, что, учитывая малую длительность сеанса связи с Землей и ограниченную пропускную способность радиоканала, приводит к актуализации проблемы сжатия данных снимков.

Обзор алгоритмов сжатия

Среди традиционных подходов, применяемых для сжатия гиперспектральных снимков, можно выделить:

- алгоритмы на основе предсказания [2–6];
- алгоритмы на основе поиска по таблице [7, 8].

Первая группа алгоритмов позволяет предсказывать новое значение на основе анализа некоторой малой окрестности в одном или нескольких спектральных каналах. Вычисляется ошибка предсказания и выполняется кодирование, результатом которого является сжатый поток данных.

Учитывая, что корреляция в гиперспектральных снимках высокая, возможно создание специальных таблиц предсказания, используемых вместо выполнения арифметических вычислений. Размерность создаваемой таблицы – произведение числа спектральных каналов на максимально допустимое значение в гиперкубе. Значение из гиперкуба используется в качестве индекса в таблице, а записанное в ней значение – как предсказанное. Дальнейшая обработка эквивалентна алгоритмам предсказания. Данный подход предполагает постоянное взаимодействие с оперативной памятью и, соответственно, накладывает высокие требования к ее пропускной способности.

В то же время некоторые ученые [9, 10] пришли к выводу, что объем информации, получаемый гиперспектральным оборудованием, избыточен и предлагают реорганизовывать куб данных в мультиспектральный. Преимуществом такого подхода является значительное снижение объема передаваемых данных.

Разработанный алгоритм сжатия

Разработанный алгоритм сжатия относится к классу алгоритмов с вейвлет-разложением и включает следующие этапы исполнения (рис. 1): определение опорного кадра и декорреляция каналов в спектральной области, вейвлет-разложение результата разложения, энтропийное кодирование с применением алгоритмов контекстного моделирования.

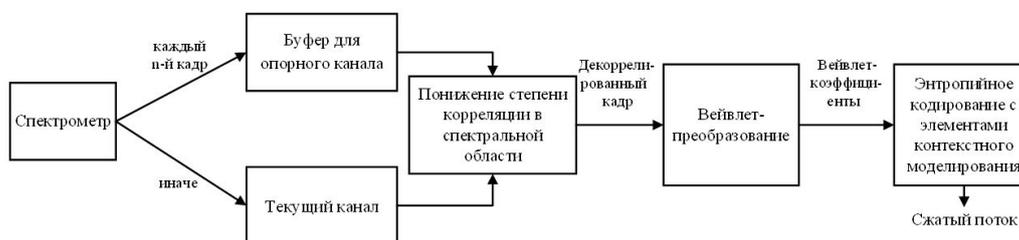


Рис. 1. Алгоритм сжатия гиперспектральных данных

На первом шаге формируются данные от спектрометра с разбиением на отдельные кадры по спектральной плоскости. При этом предполагается, что каждый кадр t является опорным и используется для декорреляции. Это необходимо для повышения производительности, так как появляется возможность параллельной обработки. Дополнительно каждый кадр, полученный от спектрометра, разбивается на блоки фиксированного размера, которые в дальнейшем обрабатываются независимо друг от друга.

Отличительной чертой гиперспектральных данных является высокая избыточность в спектральной области, для минимизации которой введен шаг «Понижение степени корреляции в спектральной области». Для этого применяется вычитание опорного кадра.

На третьем шаге для опорного или декоррелированного кадра выполняется дискретное вейвлет-преобразование. Этот шаг позволяет выполнить декорреляцию кадров в пространственной области гиперспектрального куба. При тестировании использовалось вейвлет-разложение $5/3$.

Финальным шагом является энтропийное кодирование со встроенным алгоритмом контекстного моделирования. В результате выполнения данного шага формируется сжатый поток, который передается в центр управления полетом.

Алгоритм энтропийного кодирования с элементами контекстного моделирования

В основе алгоритма энтропийного кодирования с элементами контекстного моделирования (рис. 2) лежит кластеризация энергии (концентрация энергии в небольших областях), свойственная вейвлет-преобразованию.

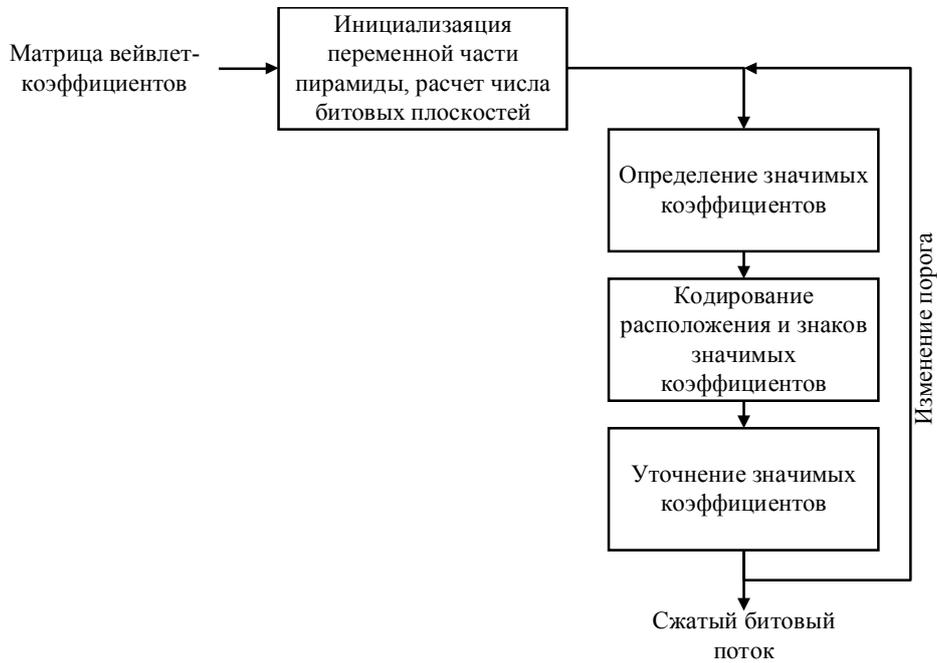


Рис. 2. Кодирование входного потока

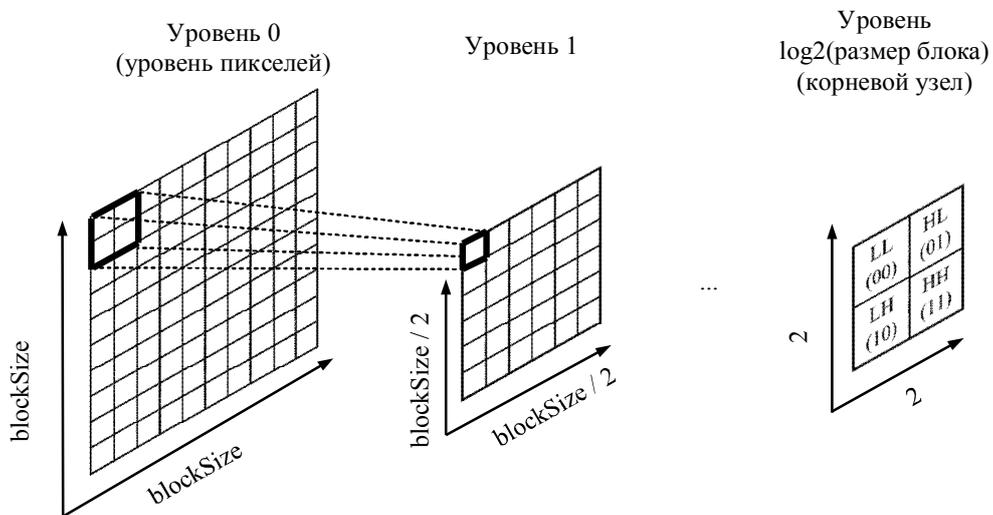


Рис. 3. Структура пирамиды

Пусть X – матрица с результатами вейвлет-коэффициентов, на основе которой строится пирамида. Вершина пирамиды – множество 2×2 элементов. Основанием пирамиды являются вейвлет-коэффициенты матрицы X . Каждый последующий уровень аппроксимирует значения (рис. 3). Идея применения пирамиды заключается в высокой вероятности того, что большая часть энергии будет сосредоточена на верхних уровнях разложения и ее количество будет уменьшаться по мере приближения к основанию.

На втором шаге формируется множество значимых коэффициентов. При этом пирамидальное представление данных позволяет оптимизировать алгоритм поиска и максимально быстро сфокусироваться на областях с большим уровнем энергии. Некоторое

множество T называется значимым по отношению к битовой плоскости n , если выполняется условие

$$\max_{(i,j) \in T} \{ |c_{i,j}| \} \geq 2^n, \quad (1)$$

где $c_{i,j}$ – вейвлет-коэффициент с координатами (i, j) , $n = \lfloor \log_2(|c_{i,j}|) \rfloor$ – максимальное число бит кодового слова вейвлет-коэффициента (максимальный уровень битовой плоскости).

На следующем шаге области, которые содержат значимые коэффициенты, группируются и кодируются. Области, которые вероятнее всего содержат незначимые коэффициенты, группируются в новые множества, для которых выполняется уточнение значимости (шаг 4).

После обработки текущей битовой плоскости значение порога n изменяется, и выполняется переход на следующую битовую плоскость. Если проанализированы все битовые плоскости или достигнута заданная точность, обработка прекращается.

Структура сжатого потока

Структура формируемого выходного битового потока для каждого блока изображения представлена на рис. 4.

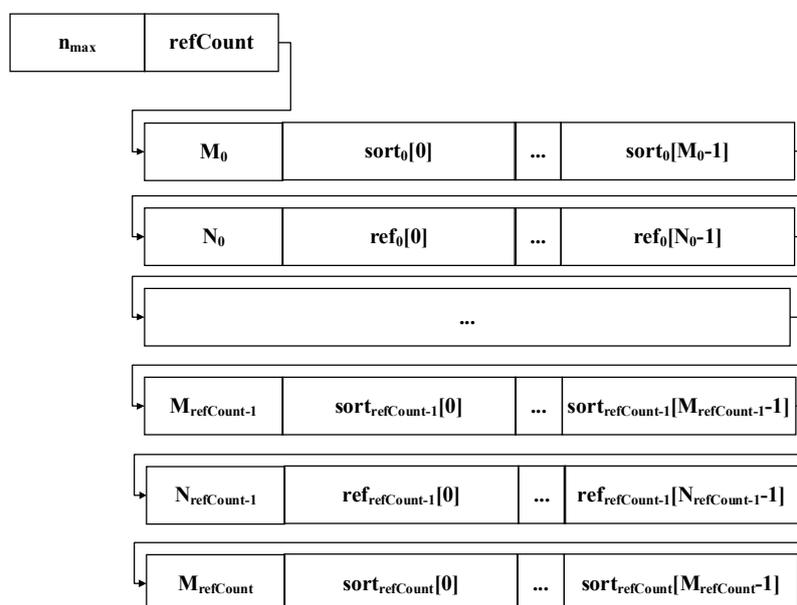


Рис. 4. Структура сжатого потока

В выходной поток записываются следующие данные:

- n_{\max} – максимальный размер битовой плоскости (1 байт);
- $refCount$ – число секций с уточняющими байтами (1 байт);
- M_k , $k = [0, refCount]$ – число значащих байт в секции k (3 байта);
- $sort_k$, $k = [0, refCount]$ – поток значащих байт в секции k ;
- N_k , $k = [0, refCount]$ – число уточняющих байт в секции k (3 байта);
- ref_k , $k = [0, refCount]$ – поток уточняющих байт в секции k .

Основным недостатком представленной структуры является кратность 1 байту, что для многих элементов на практике является избыточным.

Тестирование алгоритма сжатия

Для тестирования алгоритма использовались Фурье-интерферограммы, синтезированные на основе данных проекта AVIRIS [1], находящихся в свободном доступе.

Технические характеристики тестовых данных:

- пространственное разрешение: 1024×1024 пикселей;
- радиометрическое разрешение: 12 бит на пиксель;
- число спектральных каналов: 200.

В качестве тестовой системы использовался персональный компьютер со следующей конфигурацией:

- CPU: Intel Core i5-3570K (3,4 ГГц);
- ОЗУ: 8 Gb DDR3.

Полученная зависимость пропускной способности от уровня декомпозиции вейвлет-разложения в зависимости от размерности применяемого блока показана на рис. 5 (при этом использовались 5/3 вейвлеты). На основе полученных данных можно сделать вывод, что оптимальными будут являться размерность блока 128×128 либо 256×256 и уровень декомпозиции, начиная с 3. При тестировании коэффициента сжатия использовался уровень декомпозиции, равный 4.

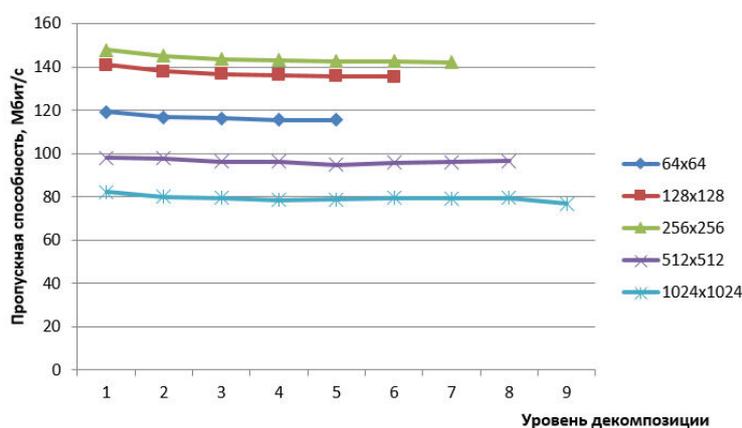


Рис. 5. Зависимость пропускной способности от уровня декомпозиции вейвлет-разложения

Таблица 1. Средние значения коэффициента сжатия и время кодирования для опорного кадра

Кадр 1				
Бит/пиксель	Размер блока	Коэффициент сжатия, раз	Время кодирования, мс	Пропускная способность, МБит/с
12	128	1,489	188,03	63,82
12	256	1,495	205,87	58,29
Кадр 101				
12	128	1,509	188,44	63,68
12	256	1,514	207,86	57,73

Таблица 2. Средние значения коэффициента сжатия и время кодирования для последующих кадров

Кадр со 2 по 5				
Бит/пиксель	Размер блока	Коэффициент сжатия, раз	Время кодирования, мс	Пропускная способность, МБит/с
12	128	1,649	176,70	67,91
12	256	1,656	195,96	61,23
Кадр со 101 по 104				
12	128	2,060	156,30	76,78
12	256	2,068	169,96	70,60

Как видно из таблиц 1 и 2, оптимальными параметрами для представленного алгоритма на тестовой выборке является размер блока в 128×128 элементов. Данный параметр позволяет достигнуть пропускную способность при сжатии потока данных от 63,8 Мбит/с для опорных кадров до 76,78 Мбит/с – для последующих.

Заключение

Представленный алгоритм является универсальным и может быть применен для кодирования любых данных, имеющих трехмерную структуру. При этом оптимальные характеристики были получены с применением следующих параметров:

– размер блока для кодирования – 128×128 элементов, так как данный размер обеспечивает максимальную производительность алгоритма в целом;

– уровень вейвлет разложения – 3 либо 4, так как соотношение производительности и результирующего коэффициента сжатия в этом случае является оптимальным.

Дальнейшая работа связана с оптимизацией алгоритма для повышения быстродействия, исследованием возможности аппаратной реализации и тестированием на обширной выборке тестовых данных.

Исследование выполнено при финансовой поддержке БРФФИ (проекты Ф18П1ШГ-008 и Ф18М-081).

Список литературы / References

1. Airborne Visible/Infrared Imaging Spectrometer. Официальный портал AVIRIS [Electronic resource]. URL: <http://aviris.jpl.nasa.gov/> (date of access: 20.04.2018).
2. Klimesh M. Low-complexity lossless compression of hyperspectral imagery via adaptive filtering. Technical Report 42-163, Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology, 2005.
3. Pizzolante R. Lossless compression of hyperspectral imagery // Proc. of the First International Conference on Data Compression, Communications and Processing. 2011. P. 157–162.
4. Wang H., Babacan S.D., Sayood K. Lossless hyperspectral-image compression using context-based conditional average // Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on. 2007. Vol. 45, iss. 12. P. 4187–4193.
5. Magli E., Olmo G., Quacchio E. Optimized onboard lossless and near-lossless compression of hyperspectral data using CALIC // Geoscience and Remote Sensing Letters, IEEE. 2004. Vol. 1, iss. 1. P. 21–25.
6. Huang B., Sriraja Y. Lossless compression of hyperspectral imagery via lookup tables with predictor selection // Proc. Image and Signal Processing for Remote Sensing XII. 2006. Vol. 63–65. P. 131–139.
7. Mielikainen J., Toivanen P. Lossless compression of hyperspectral images using a quantized index to lookup tables // Geoscience and Remote Sensing Letters, IEEE. 2008. Vol. 5, iss. 3. P. 474–478.
8. Chang C.-I. Hyperspectral data processing: algorithm design and analysis. New York: John Wiley & Sons, 2013. 1164 p.
9. Sayood Kh. Introduction to Data Compression. Morgan Kaufmann, 2017. 765 p.

Сведения об авторах

Перцев Д.Ю., младший научный сотрудник НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Дудкин А.А., д.т.н., профессор, заведующий лабораторией идентификации систем Объединенного института проблем информатики НАН Беларуси.

Information about the authors

Pertsau D.Y., junior researcher of R&D department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Doudkin A.A., D.Sci, professor, head of the laboratory of system identification of United institute of informatics problems of NAS of Belarus.

Адрес для корреспонденции

220012, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. Сурганова, 6
Объединенный институт проблем информатики
Национальной академии наук Беларуси
e-mail: doudkin@lsi.bas-net.by
Дудкин Александр Арсентьевич

Address for correspondence

220012, Republic of Belarus,
Minsk, Surganova st., 6
United institute of informatics problems
of National academy of science of Belarus
e-mail: doudkin@lsi.bas-net.by
Doudkin Alexander Arsent'evich

УДК 621.315.592

ТЕПЛОВОЕ РАСШИРЕНИЕ ТВЕРДЫХ РАСТВОРОВ $(\text{MnIn}_2\text{S}_4)_{1-x}(\text{AgIn}_5\text{S}_8)_x$

ЧАН БИНЬ ТХАН, И.В. БОДНАРЬ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 16 июля 2018

Аннотация. Дилатометрическим методом в интервале температур 80–450 К измерено тепловое расширение монокристаллов твердых растворов $(\text{MnIn}_2\text{S}_4)_{1-x}(\text{AgIn}_5\text{S}_8)_x$. Определены коэффициенты теплового расширения и построены их концентрационные зависимости при различных температурах. Установлено, что указанные величины с составом x изменяются линейно. По полученным значениям коэффициентов теплового расширения рассчитаны температуры Дебая и среднеквадратичные динамические смещения атомов. Показано, что с повышением температуры значения температур Дебая уменьшаются, а среднеквадратичные динамические смещения атомов увеличиваются.

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

Abstract. The thermal expansion of single crystals of solid solutions $(\text{MnIn}_2\text{S}_4)_{1-x}(\text{AgIn}_5\text{S}_8)_x$ was measured by the dilatometric method in the temperature range 80–450 K. The coefficients of thermal expansion are determined and their concentration dependences at different temperatures are constructed. It is established that the indicated quantities with composition x vary linearly. From the obtained values of the coefficients of thermal expansion, the Debye temperatures and the mean-square dynamic displacements of the atoms are calculated. It is shown that as the temperature is raised, the Debye temperature decreases, and the mean square dynamic displacements of the atoms increase.

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

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 119, No. 1, pp. 32-37

Thermal expansion of $(\text{MnIn}_2\text{S}_4)_{1-x}(\text{AgIn}_5\text{S}_8)_x$ solid solutions

Chan Bin Tkhan, I.V. Bodnar

Введение

Тройное соединение MnIn_2S_4 относится к группе магнитных полупроводников $\text{MB}^{\text{III}}_2\text{C}^{\text{VI}}_4$ ($\text{M} - \text{Mn, Fe, Co, Ni}$; $\text{B}^{\text{III}} - \text{Al, Ga, In}$; $\text{C}^{\text{VI}} - \text{S, Se, Te}$) и является перспективным материалом для создания лазеров, модуляторов света и других функциональных устройств, управляемых магнитным полем [1–6]. Тройное соединение AgIn_5S_8 относится к дефектным полупроводникам с концентрацией вакансий в катионной подрешетке $\sim 25\%$. Указанное соединение имеет n -тип проводимости, обладает высокой радиационной стойкостью и не испытывает влияния со стороны посторонних атомов. Кристаллы указанного типа являются перспективными материалами для создания фотопреобразователей солнечного излучения, электрооптических модуляторов и других устройств [7–9].

В настоящей работе представлены результаты исследования теплового расширения монокристаллов твердых растворов $(\text{MnIn}_2\text{S}_4)_{1-x}(\text{AgIn}_5\text{S}_8)_x$ в интервале температур 80–450 К.

Методика эксперимента

Монокристаллы указанных соединений и их твердых растворов выращивались направленной кристаллизацией расплава (вертикальный метод Бриджмена). Поликристаллические слитки, полученные двухтемпературным методом, перегружались в двойные кварцевые ампулы, из которых внутренняя ампула заканчивалась цилиндрическим капилляром, обеспечивавшим формирование монокристаллической затравки. К наружной ампуле снизу приваривались кварцевый стержень, служивший держателем. После вакуумирования ампула помещалась в вертикальную однозонную печь с заданным температурным градиентом, в которой проводилось выращивание монокристаллов. Температура печи повышалась до $\sim 1380\text{--}1420\text{ K}$. Для гомогенизации расплава он выдерживался при этой температуре в течение 2 ч. После указанного времени выдержки проводилась направленная кристаллизация расплава путем понижения температуры печи со скоростью $\sim 2\text{--}3\text{ K/ч}$. Для гомогенизации полученные слитки отжигались при температуре 1120 K в течение 500 ч. Выращенные в таких условиях монокристаллы имели диаметр $\sim 16\text{ мм}$ и длину $\sim 40\text{--}45\text{ мм}$, были однородными и гомогенными, что было установлено методами микрорентгеноспектрального и рентгеновского анализов. Состав полученных монокристаллов определялся, исходя из выполнения в системе $\text{MnIn}_2\text{S}_4\text{--AgIn}_5\text{S}_8$ закона Вегарда [10].

Для измерения теплового расширения использовался кварцевый dilatометр [11]. Перед измерениями установку вакуумировали, что препятствовало окислению образцов. Измерения проводились для образцов со средними размерами $3\times 3\times 10\text{ мм}$. Температура измерялась хромель-алюмелевой термопарой. В интервале температур 80–300 K естественный нагрев образца путем испарения жидкого азота происходил со скоростью $\sim 3\text{ K/мин}$, а в интервале температур 293–450 K – со скоростью 3–5 K/мин. Такие скорости нагрева позволяли получать воспроизводимые результаты.

Температурные зависимости коэффициентов теплового расширения MnIn_2S_4 , AgIn_5S_8 и некоторых твердых растворов $(\text{MnIn}_2\text{S}_4)_{1-x}\cdot(\text{AgIn}_5\text{S}_8)_x$ представлены на рис. 1.

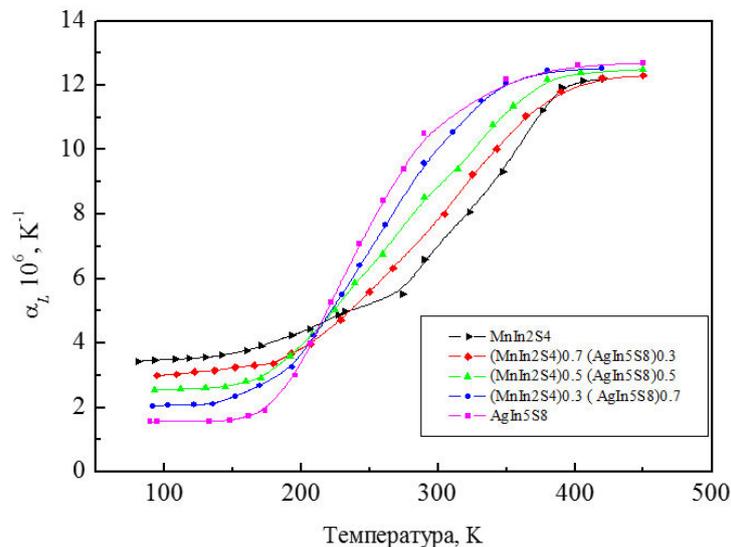


Рис. 1. Температурные зависимости коэффициента теплового расширения монокристаллов тройных соединений MnIn_2S_4 , AgIn_5S_8 и твердых растворов $(\text{MnIn}_2\text{S}_4)_{1-x}\cdot(\text{AgIn}_5\text{S}_8)_x$.

Из представленного рис. 1 видно, что в интервале температур 80–250 K α_L очень слабо изменяется с ростом температуры, как для соединений MnIn_2S_4 , AgIn_5S_8 , так и для твердых растворов $(\text{MnIn}_2\text{S}_4)_{1-x}\cdot(\text{AgIn}_5\text{S}_8)_x$. В интервале температур 250–400 K наблюдается резкий рост α_L , после чего температура на величину α_L перестает оказывать влияние. Такое поведение коэффициента теплового расширения связано, по-видимому, с изменением степени ангармонизма тепловых колебаний атомов в исследованных кристаллах.

На рис. 2 представлены изотермы концентрационных зависимостей α_L при различных температурах. Видно, что указанные зависимости $\alpha_L(x)$ при различных температурах имеют линейный характер.

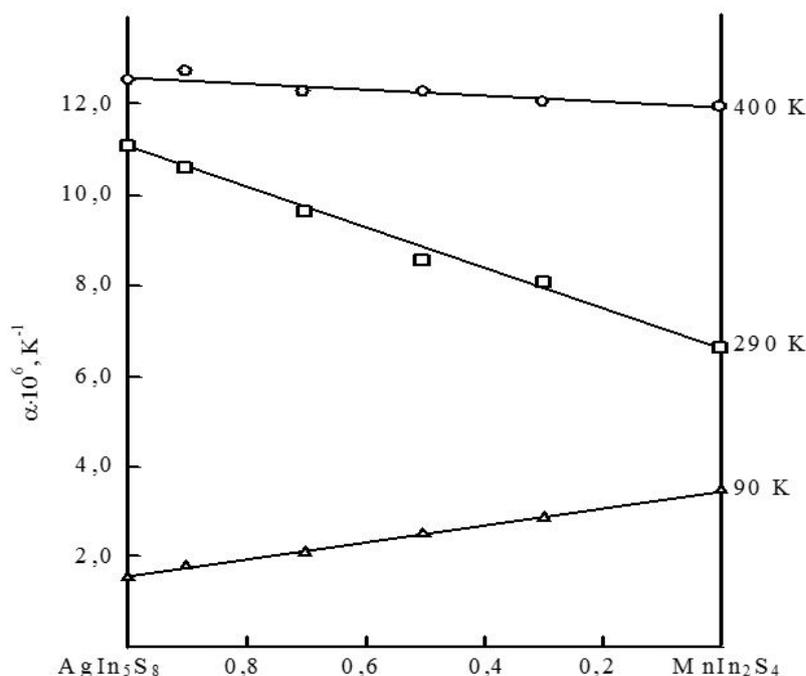


Рис. 2. Изотермы концентрационных зависимостей α_L для твердых растворов $(\text{MnIn}_2\text{S}_4)_{1-x}(\text{AgIn}_5\text{S}_8)_x$

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

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

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

где α_L – коэффициент теплового расширения, K^{-1} ; A – средняя атомная масса, г; V – средний атомный объем, см^3 , $D(\Theta_D/T)$ – функция Дебая.

Результаты расчетов температуры Дебая и среднеквадратичных динамических смещений атомов для тройных соединений MnIn_2S_4 , AgIn_5S_8 и твердых растворов $(\text{MnIn}_2\text{S}_4)_{1-x}(\text{AgIn}_5\text{S}_8)_x$ представлены в табл. 1–5.

Таблица 1. Коэффициенты теплового расширения, температуры Дебая и среднеквадратичные динамические смещения атомов для MnIn_2S_4

T, K	$\alpha_L \cdot 10^{-6}, \text{K}^{-1}$	Θ_D, K	$\sqrt{u^2}, \text{Å}$	T, K	$\alpha_L \cdot 10^{-6}, \text{K}^{-1}$	Θ_D, K	$\sqrt{u^2}, \text{Å}$
81	3,44	279	0,103	227	4,88	234	0,183
93	3,48	278	0,104	232	4,98	232	0,187
108	3,50	277	0,113	274	6,08	210	0,220
118	3,52	276	0,119	290	6,60	202	0,235
130	3,56	274	0,124	323	8,08	182	0,272
142	3,62	272	0,131	347	9,30	170	0,296
160	3,76	267	0,140	376	11,22	155	0,341
171	3,92	262	0,147	390	11,93	150	0,358
193	4,24	251	0,160	406	12,14	147	0,373
206	4,44	246	0,168	421	12,20	146	0,380

Таблица 2. Коэффициенты теплового расширения, температуры Дебая и среднеквадратичные динамические смещения атомов для $(\text{MnIn}_2\text{S}_4)_{0,7}(\text{AgIn}_5\text{S}_8)_{0,5}$

T, K	$\alpha_L \cdot 10^{-6}, \text{K}^{-1}$	Θ_D, K	$\sqrt{\bar{u}^2}, \text{Å}$	T, K	$\alpha_L \cdot 10^{-6}, \text{K}^{-1}$	Θ_D, K	$\sqrt{\bar{u}^2}, \text{Å}$
95	3,00	289	0,101	250	5,60	212	0,203
109	3,03	287	0,102	267	6,32	199	0,221
122	3,11	284	0,111	305	8,00	177	0,263
137	3,15	282	0,120	325	9,24	165	0,290
152	3,25	278	0,128	343	10,03	158	0,306
166	3,31	275	0,134	364	11,05	151	334
180	3,36	273	0,140	390	11,80	146	0,357
193	3,67	261	0,150	420	12,22	143	0,376
207	3,98	251	0,161	450	12,30	142	0,391
229	4,72	230	0,181	–	–	–	–

Таблица 3. Коэффициенты теплового расширения, температуры Дебая и среднеквадратичные динамические смещения атомов для $(\text{MnIn}_2\text{S}_4)_{0,5}(\text{AgIn}_5\text{S}_8)_{0,5}$

T, K	$\alpha_L \cdot 10^{-6}, \text{K}^{-1}$	Θ_D, K	$\sqrt{\bar{u}^2}, \text{Å}$	T, K	$\alpha_L \cdot 10^{-6}, \text{K}^{-1}$	Θ_D, K	$\sqrt{\bar{u}^2}, \text{Å}$
93	2,54	311	0,092	239	5,86	205	0,202
112	2,57	309	0,101	260	6,76	191	0,225
130	2,60	307	0,109	290	8,53	170	0,264
145	2,65	305	0,116	322	9,04	165	0,285
160	2,80	296	0,123	340	10,77	151	0,314
171	2,91	291	0,130	355	11,36	147	0,334
192	3,60	261	0,148	380	12,20	142	0,357
208	4,25	240	0,165	404	12,38	141	0,371
225	5,04	221	0,184	450	12,50	140	0,393

Таблица 4. Коэффициенты теплового расширения, температуры Дебая и среднеквадратичные динамические смещения атомов для $(\text{MnIn}_2\text{S}_4)_{0,3}(\text{AgIn}_5\text{S}_8)_{0,7}$

T, K	$\alpha_L \cdot 10^{-6}, \text{K}^{-1}$	Θ_D, K	$\sqrt{\bar{u}^2}, \text{Å}$	T, K	$\alpha_L \cdot 10^{-6}, \text{K}^{-1}$	Θ_D, K	$\sqrt{\bar{u}^2}, \text{Å}$
92	2,05	342	0,087	243	6,41	193	0,210
103	2,08	340	0,088	262	7,67	177	0,237
122	2,09	338	0,095	290	9,58	1580	0,275
136	2,11	337	0,101	311	10,55	151	0,299
152	2,35	320	0,109	332	11,52	144	0,323
170	2,67	300	0,122	350	12,07	141	0,340
194	3,25	272	0,149	380	12,45	139	0,354
210	4,23	238	0,163	420	12,52	150	0,358
230	5,51	209	0,191	–	–	–	–

Таблица 5. Коэффициенты теплового расширения, температуры Дебая и среднеквадратичные динамические смещения атомов для AgIn_5S_8

T, K	$\alpha_L \cdot 10^{-6}, \text{K}^{-1}$	Θ_D, K	$\sqrt{\bar{u}^2}, \text{Å}$	T, K	$\alpha_L \cdot 10^{-6}, \text{K}^{-1}$	Θ_D, K	$\sqrt{\bar{u}^2}, \text{Å}$
90	1,56	385	0,077	222	5,26	210	0,180
95	1,57	384	0,079	243	7,07	181	0,181
133	1,58	383	0,088	260	8,42	166	0,248
148	1,60	381	0,093	290	11,05	145	0,296
162	1,73	366	0,099	350	12,61	136	0,344
174	1,92	347	0,108	402	12,63	135	0,370
196	3,00	278	0,136	508	12,68	135	0,416
207	3,99	241	0,159	–	–	–	–

Из представленных табл. 1–5 видно, что с повышением температуры значения температуры Дебая уменьшаются, а среднеквадратичные динамические смещения атомов увеличиваются. Такое поведение указанных величин свидетельствует о том, что с ростом температуры химические связи между атомами в указанных монокристаллах значительно ослабевают.

Заклучение

Дилатометрическим методом в интервале температур 80–450 К исследовано тепловое расширение монокристаллов соединений MnIn_2S_4 , AgIn_5S_8 и твердых растворов $(\text{MnIn}_2\text{S}_4)_{1-x}(\text{AgIn}_5\text{S}_8)_x$. Рассчитаны коэффициенты теплового расширения (α_L) для указанных монокристаллов. Показано, что α_L как для соединений, так и для твердых растворов слабо изменяется в интервале температур 80–250 К. Выше 250 К наблюдается резкий рост α_L вплоть до 400 К, после чего температура мало влияет на рост коэффициента теплового расширения. По полученным значениям α_L рассчитаны температуры Дебая и среднеквадратичные динамические смещения атомов.

Список литературы

30. Metfessel' Z., Mattis D. Магнитные полупроводники. М., Мир, 1972 . 405 с.
31. Magnetic properties of FeIn_2S_4 and MnIn_2S_4 ternary compound crystals / I.V. Bodnar [et al.] // J. Spintronics and Magnetic Nanomater. 2012. Vol. 1, № 1. P. 75–81.
32. Determination of the dielectric function of MnIn_2S_4 single crystals by spectroscopic ellipsometry / Leon M. [et al.] // J. Phys. Chem. Sol. 2012. Vol. 73, № 6. P. 720–723.
33. Боднар И.В., Рудь В.Ю., Рудь Ю.В. Фоточувствительные структуры на монокристаллах MnIn_2S_4 : создание и свойства // ФТП. 2009, Т. 43, № 11. С. 1549–1552.
5. Нифтиев Н.Н., Тагиев О.Б. Вольт-амперные характеристики монокристаллов MnIn_2S_4 и MnGa_2S_4 // ФТП. 2004. Т. 38, № 2. С. 164–165.
6. High-pressure effects in the optical-absorption edge of CdIn_2S_4 , MnIn_2S_4 and MnIn_2S_4 thiospinels / J. Ruiz-Fuertes [et al.] // J. Appl. Phys. 2008. Vol. 103, № 6. P.063710.
7. Lattice constants of vacancy-defects type silver and copper sulfide spinel compounds by Bridgman technique / O. Yoko [et al.] // Sci. Eng. Rev. Doshisha Univ. 1993. Vol. 34, № 2. P. 135–142.
8. Физические свойства монокристаллов $\text{Cu}_x\text{Ag}_{1-x}\text{In}_5\text{S}_8$ и поверхностно-барьерных структур на их основе / И.В. Боднар [и др.] // ФТП. 1998. Т. 32, № 9. С. 1043–1046.
9. Получение и исследование гетеропереходов $\text{AgIn}_5\text{S}_8/(\text{InSe},\text{GaSe})$ / И.В. Боднар [и др.] // ФТП. 1999. Т. 33, № 7. С. 805–809.
10. Боднар И.В., Чан Бинь Тхан. Исследование системы $\text{AgIn}_5\text{S}_8\text{-MnIn}_2\text{S}_4$ // Докл. БГУИР. 2018. № 1 (111). С. 57–64.
11. Новикова С.И. Тепловое расширение твердых тел. М. : Наука, 1974. 294 с.

References

1. Metfessel' Z., Mattis D. Magnitnye poluprovodniki. M., Mir, 1972 . 405 s.
2. Magnetic properties of FeIn_2S_4 and MnIn_2S_4 ternary compound crystals / I.V. Bodnar [et al.] // J. Spintronics and Magnetic Nanomater. 2012. Vol. 1, № 1. P. 75–81.
3. Determination of the dielectric function of MnIn_2S_4 single crystals by spectroscopic ellipsometry / Leon M. [et al.] // J. Phys. Chem. Sol. 2012. Vol. 73, № 6. P. 720–723.
4. Bodnar' I.V., Rud' V.Ju., Rud' Ju.V. Fotochuvstvitel'nye struktury na monokristallah MnIn_2S_4 : sozdanie i svojstva // FTP. 2009, T. 43, № 11. S. 1549–1552.
5. Niftiev N.N., Tagiev O.B. Vol't-ampernye harakteristiki monokristallov MnIn_2S_4 i MnGa_2S_4 // FTP. 2004. T. 38, № 2. S. 164–165.
6. High-pressure effects in the optical-absorption edge of CdIn_2S_4 , MnIn_2S_4 and MnIn_2S_4 thiospinels / J. RuizFuertes [et al.] // J. Appl. Phys. 2008. Vol. 103, № 6. P.063710.
7. Lattice constants of vacancydefects type silver and copper sulfide spinel compounds by Bridgman technique / O. Yoko [et al.] // Sci. Eng. Rev. Doshisha Univ. 1993. Vol. 34, № 2. P. 135–142.
8. Fizicheskie svojstva monokristallov $\text{Cu}_x\text{Ag}_{1-x}\text{In}_5\text{S}_8$ i poverhnostno-bar'ernyh struktur na ih osnove / I.V. Bodnar' [i dr.] // FTP. 1998. T. 32, № 9. S. 1043–1046.
9. Poluchenie i issledovanie geteroperehodov $\text{AgIn}_5\text{S}_8/(\text{InSe},\text{GaSe})$ / I.V. Bodnar' [i dr.] // FTP. 1999. T. 33, № 7. S. 805–809.
10. Bodnar' I.V., Chan Bin' Than. Issledovanie sistemy $\text{AgIn}_5\text{S}_8\text{-MnIn}_2\text{S}_4$ // Dokl. BGUIR. 2018. № 1 (111). S. 57–64.
11. Novikova S.I. Teplovoe rasshirenie tverdyh tel. M. : Nauka, 1974. 294 s.

Сведения об авторах

Боднар И.В., д.х.н., профессор, профессор кафедры защиты информации Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Чан Бинь Тхан, аспирант кафедры защиты информации Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

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

Information about the authors

Bodnar I.V., D. Sci, professor, professor of information security department of Belarussian state university of informatics and radioelectronics.

Tran Binh Than, PG student of information security department of Belarussian state university of informatics and radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarussian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-17-293-20-76;
e-mail: chemzav@bsuir.by
Bodnar Ivan Vasil'evich

УДК 621.385.6

РЕЛЯТИВИСТСКИЕ ЛАМПЫ ОБРАТНОЙ ВОЛНЫ О-ТИПА С ЛЕНТОЧНЫМИ ЭЛЕКТРОННЫМИ ПУЧКАМИ

А.В. АКСЕНЧИК, И.Ф. КИРИНОВИЧ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 22 августа 2018

Аннотация. Для генерации мощных СВЧ колебаний предлагается использовать лампу обратной волны (ЛОВ) О-типа с электродинамической системой на волнообразно изогнутых прямоугольных волноводах. В математической модели применяются ленточные электронные пучки. Учитывается пространственный заряд. Проведены оптимизационные расчеты и получены оптимальные коэффициенты полезного действия (КПД) генераторов для разных размеров электронных потоков, ускоряющих напряжений 400–500 кВ, токов 200–900 А. Проведен анализ процессов взаимодействия. Для увеличения мощности генераторов предложена двухсекционная схема. Расчеты показали, что электронный КПД нерегулярных релятивистских ЛОВ достигает 30–42 %, выходная мощность – 50–170 МВт.

Ключевые слова: генератор О-типа, прямоугольный волновод, оптимизация, ленточный пучок, электронный поток.

Abstract. To generate high-power microwave oscillations it is proposed to use an O-type backward-wave oscillator (BWO) with an electrodynamic system on folded rectangular waveguides. The mathematical model uses sheet electron beams. The space charge is taken into account. Optimization calculations have been carried out and optimal generator efficiencies have been obtained for different sizes of electron beams, accelerating voltages 400–500 kV, currents 200–900 A. The analysis of interaction processes has been carried out. To increase the power of the generators proposed two-section scheme. Calculations showed, that the electronic efficiency of irregular relativistic BWO reaches 30–42 %, the output power is 50–170 MW.

Keywords: O-type generator, rectangular waveguide, optimization, sheet beam, electronic stream.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 119, No. 1, pp. 38-44

Relativistic backward-wave oscillators of O-type with sheet electronic beams

A.V. Aksenchyk, I.F. Kirinovich

Введение

Генераторы и усилители мощных СВЧ колебаний используются во многих областях: наземная и космическая связь, радиолокационные системы, системы противозушной обороны, термоядерный синтез и др. Одними из основных приборов, позволяющих решить большую часть стоящих в данных областях задач, являются лампы бегущей волны (ЛБВ) – усилители и лампы обратной волны (ЛОВ) – генераторы с замедляющими системами (ЗС), использующими различные электродинамические структуры. Рассмотрим приборы О-типа с продольным взаимодействием. Перспективной структурой в качестве ЗС является волнообразно изогнутый прямоугольный волновод [1–5]. Как показано в работах [1, 4], генераторы ЛОВ могут иметь выходную мощность 0,1...3 ГВт. В этих работах проводились расчеты релятивистских ЛОВ с электронными пучками цилиндрической формы. В данной работе проводится исследование релятивистских ЛОВ с использованием ленточных электронных пучков [2, 3], которые позволяют увеличить ток пучка электронов, уменьшить плотность пространственного заряда, увеличить эффективность приборов.

На рис. 1 показана схема электродинамической системы генератора [1, 4, 5], в которой электронный поток (ЭП) дискретно взаимодействует с поперечным полем волны волнообразно изогнутого прямоугольного волновода. Поток электронов прямоугольной формы проходит через отверстия в широкой стенке волновода (в максимуме поперечного электрического поля). На рис. 2 изображен ленточный поток электронов прямоугольной формы в канале дрейфа сечением $a1 \times b1$. В скобках приведены составляющие системы координат волновода, изображенного на рис. 1.

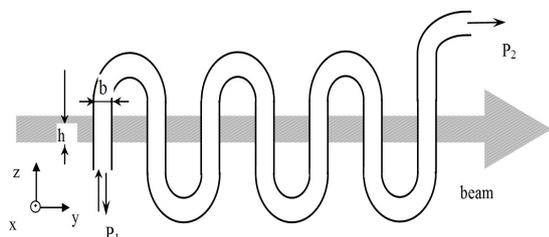


Рис. 1. Схема генератора

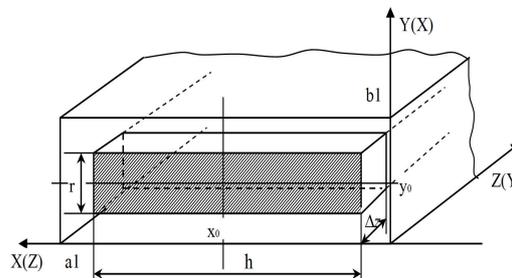


Рис. 2. Канал дрейфа с потоком электронов

Взаимодействие электромагнитной (ЭМ) волны в волноводе и потока электронов происходит в зазорах волновода. Синхронизм движения электронов и волны осуществляется подбором длины изогнутых отрезков волновода и длины пролетных каналов дрейфа, чтобы электрон при движении вдоль оси Y (рис. 1) попадал бы в одну и ту же фазу поперечного поля TE волны волновода.

В [4, 5] описана работа прибора в режиме усиления сигнала (режим ЛБВ). На рис. 3 показана схема цепочки эквивалентных четырехполюсников. Z_n – согласованная нагрузка для прямой волны при работе прибора в режиме ЛБВ. Прибор может работать и в режиме генерации колебаний – режим ЛОВ. При работе прибора в режиме ЛОВ Z_0 будет являться сопротивлением нагрузки для обратной волны.

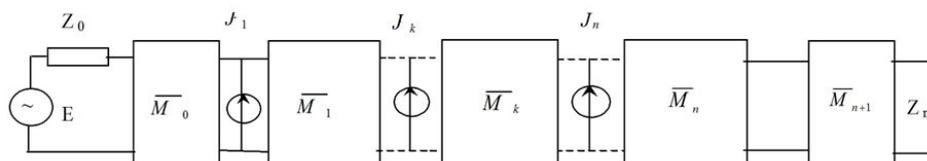


Рис. 3. Цепочка эквивалентных четырехполюсников

В [1, 4] показано, что при оптимальных длинах труб дрейфа и фазах поля в зазорах в электродинамической системе возбуждается обратная ЭМ волна, что приводит к возникновению положительной обратной связи и самовозбуждению генератора. Возбужденная обратная ЭМ волна, с увеличивающейся амплитудой от конца к началу прибора, переносит энергию промодулированного по скорости и плотности ЭП в начало области взаимодействия – на входной конец волновода (выход генератора – левый конец волновода, рис. 1). С выхода генератора в согласованную нагрузку Z_0 поступает мощность возбужденной обратной волны P_1 (рис. 1).

Следует отметить, что процессы взаимодействия ЭМ волны и ЭП в ЛОВ-О сложнее, чем в ЛБВ-О. ЗС рассматривают как периодическую структуру, в которой поле описывается множеством пространственных гармоник. Процесс генерации колебаний в ЛОВ-О возникает при превышении тока I_0 электронного луча некоторого порогового значения $I_{пуск}$. Условие синхронизма между ЭП и ЭМ волной выполняется на минус первой пространственной гармонике. В связи с тем, что процессы взаимодействия в мощных ЛОВ-О являются нелинейными, определять пусковой ток будем численно с использованием разработанной математической модели, задавая ряд фиксированных значений тока I_0 . Для начала возбуждения ЛОВ при расчетах в итерационном процессе будем задавать малое значение амплитуды входного сигнала E .

Приведенная в работе математическая модель является общей для генераторов ЛОВ и усилителей ЛБВ. По математической модели составлены программы и проведены оптимизационные расчеты генераторов ЛОВ в сантиметровом диапазоне длин волн.

Математическая модель процессов взаимодействия электронного потока с электромагнитным полем

Описанная ЛОВ-0 (рис. 1) моделируется цепочкой эквивалентных четырехполюсников (рис. 3). Один изгиб волнообразно изогнутого прямоугольного волновода моделирует один четырехполюсник. В [4, 5] приведено описание цепочки эквивалентных четырехполюсников. На входе цепочки, слева, рис. 3, подключен генератор входного сигнала \dot{E} с внутренним сопротивлением Z_0 , равным эквивалентному сопротивлению волновода Z_w . Затем следует согласующий четырехполюсник M_0 , описывающий отрезок волновода до первого зазора. После последнего зазора, справа, подключен согласующий M_{n+1} четырехполюсник для согласования волновода с нагрузкой Z_n . Четырехполюсники являются согласованными [4] при изменении частоты. Сопротивление нагрузки Z_n равно эквивалентному сопротивлению волновода Z_w .

Матрица передачи \dot{A} четырехполюсника моделирует изогнутый отрезок волновода длиной ℓ [4, 5]:

$$\dot{A} = \begin{pmatrix} ch(j\dot{\Gamma}\ell) & Z_w \cdot sh(j\dot{\Gamma}\ell) \\ \frac{1}{Z_w} sh(j\dot{\Gamma}\ell) & ch(j\dot{\Gamma}\ell) \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где $\dot{\Gamma} = \Gamma' - j\Gamma''$; $\Gamma' = K\sqrt{1 - \chi_{mn}^2/K^2}$; $K = \omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}$; $\chi^2 = \chi_{mn}^2 = (m\pi/a)^2 + (n\pi/b)^2$;

$\Gamma'' = \frac{R_s \left[1 + \frac{2b}{a} (\lambda/\lambda_{cr})^2 \right]}{Z_0 \cdot b \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{cr})^2}}$; λ_{cr} – для волны TE_{10} $\lambda_{cr} = 2a$; $\lambda = c/f$ – длина волны входного

сигнала, f – его частота, $c = 1/\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}$; $Z_w = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{b}{a} \cdot \frac{\sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{cr})^2}}$; ε_0, μ_0 – соответственно

диэлектрическая и магнитная проницаемости вакуума; $R_s = \sqrt{\frac{\pi f \mu_0}{g}}$, $g = 5,7 \cdot 10^6$ сим/м – проводимость меди; $Z_0 = 120\pi$; a – размер широкой стенки волновода; b – размер узкой стенки волновода.

Для решения задачи возбуждения генератора ЛОВ используем метод наложения. Для этого последовательно определяем амплитуды напряжений на зазорах, вызванные входным сигналом \dot{E} и наведенными (конвекционными) токами. Для определения конвекционных токов промодулированного по скорости и плотности ЭП необходимо решить совместно уравнения движения и уравнения возбуждения волновода [4, 5].

После определения наведенных в зазорах волновода токов J_k , используется алгоритм возбуждения цепочки четырехполюсников с учетом прямой и обратной волн [4, 5], описанный ниже.

Возбуждение цепочки четырехполюсников. Для решения задачи возбуждения цепочки четырехполюсников используем метод наложения. Согласно методу последовательно для каждого зазора находим напряжения на зазорах, вызванные входным сигналом \dot{E} и наведенными токами j_k [4].

Уравнения связи (с использованием коэффициентов матрицы передачи $\|\dot{A}\|$) между напряжениями и токами \dot{U}_k, \dot{I}_k на входе и $\dot{U}_{k+1}, \dot{I}_{k+1}$ – выходе пассивного четырехполюсника при передаче энергии слева направо и справа налево имеют вид [4]:

$$\begin{cases} \dot{U}_{k+1} = \dot{U}_k (\dot{A}_{22}^k - \dot{A}_{12}^k / \dot{Z}_{ax1}^k) \\ \dot{I}_{k+1} = \dot{I}_k (-\dot{A}_{21}^k \cdot \dot{Z}_{ax1}^k + \dot{A}_{11}^k) \end{cases}, \begin{cases} \dot{U}_k = \dot{U}_{k+1} (\dot{A}_{11}^k - \dot{A}_{12}^k / \dot{Z}_{ax2}^k) \\ \dot{I}_k = \dot{I}_{k+1} (-\dot{A}_{21}^k \cdot \dot{Z}_{ax2}^k + \dot{A}_{22}^k). \end{cases} \quad (2)$$

Здесь входные слева и справа сопротивления k -го четырехполюсника $\dot{Z}_{\text{вх}1}^k$ и $\dot{Z}_{\text{вх}2}^k$ рассчитываются по рекуррентным формулам:

$$\begin{aligned} \dot{Z}_{\text{вх}1}^k &= (\dot{A}_{11}^k \dot{Z}_{\text{вх}1}^{k+1} + \dot{A}_{12}^k) / (\dot{A}_{21}^k \dot{Z}_{\text{вх}1}^{k+1} + \dot{A}_{22}^k), k = n+1, n, n-1, \dots, 0 \\ \dot{Z}_{\text{вх}2}^k &= (\dot{A}_{11}^k \dot{Z}_{\text{вх}2}^{k-1} + \dot{A}_{12}^k) / (\dot{A}_{21}^k \dot{Z}_{\text{вх}2}^{k-1} + \dot{A}_{22}^k), k = 0, 1, \dots, n \end{aligned} \quad (3)$$

Задаем сопротивление нагрузки \dot{Z}_n , тогда $\dot{Z}_{\text{вх}1}^{n+2} = \dot{Z}_n$ и сопротивление генератора \dot{Z}_0 , тогда $\dot{Z}_{\text{вх}2}^{-1} = \dot{Z}_0$. Условие согласования $\dot{Z}_{\text{вх}1}^k = \dot{Z}_{\text{вх}2}^{k-1} = \dot{Z}_k$, \dot{Z}_k – характеристическое сопротивление k -го четырехполюсника. На заданной частоте ω рассчитываем коэффициенты матрицы передачи $\|\dot{A}\|$ (1). Ниже приводится алгоритм последовательности выполнения расчета.

1. Рассчитываем ток I_0^{0+} на входном четырехполюснике, задавая напряжение сигнала генератора $\dot{E} = E_0 \cdot e^{j(\omega t + \varphi_0)}$:

$$\dot{I}_0^{0+} = \dot{E} / (Z_0 + \dot{Z}_{\text{вх}1}^0). \quad (4)$$

По формулам передачи энергии слева направо (2) определяем значения \dot{U}_k^{0+} , \dot{I}_k^{0+} на зазорах, возбужденных входным сигналом, $k = 1 \dots N$.

2. Рассчитываем возбуждение попутной волны наведенными токами. Для полученного напряжения в m -м зазоре ($m = 1, 2, \dots, N$), определяем наведенный ток j_m (см. пункты 3–5), затем находим напряжения и токи, возбужденные попутной волной:

$$U_m^{m+} = j_m \frac{Z_{\text{вх}1}^m Z_{\text{вх}2}^{m-1}}{Z_{\text{вх}1}^m + Z_{\text{вх}2}^{m-1}}; I_m^{m+} = j_m \frac{Z_{\text{вх}2}^{m-1}}{Z_{\text{вх}1}^m + Z_{\text{вх}2}^{m-1}}. \quad (5)$$

После этого по формулам (2) передачи энергии слева направо находим \dot{U}_k^{m+} , \dot{I}_k^{m+} , $k = m+1, \dots, N$. Результирующие напряжения на зазорах, возбужденные попутной волной, получаются суммированием:

$$\dot{U}_k^+ = \sum_{m=0}^k \dot{U}_k^{m+}; \quad \dot{I}_k^+ = \sum_{m=0}^k \dot{I}_k^{m+}; \quad k = 1, \dots, N. \quad (6)$$

Таким образом, продвигаясь от зазора к зазору с попутной волной, находим все необходимые характеристики ЛБВ.

3. При расчетах со встречной волной находим возбужденные наведенным током напряжения и токи слева от m -го зазора U_k^{m-} , I_k^{m-} , $k = m-1, \dots, 0$ по формулам (2) передачи энергии справа налево. Результирующие напряжения на зазорах, созданные встречной волной, получаются суммированием:

$$\dot{U}_k^- = \sum_{m=k+1}^N \dot{U}_k^{m-}, \quad \dot{I}_k^- = \sum_{m=k+1}^N \dot{I}_k^{m-}. \quad (7)$$

Для определения наведенного тока j_m необходимо найти суммарное напряжение на m -м зазоре $\dot{U}_m^+ + \dot{U}_m^-$. При этом надо учесть, что численный процесс установления суммарных напряжений на зазорах резонаторов очень неустойчив, и следует использовать алгоритм, описанный в пунктах 4, 5.

4. Используя последовательную нижнюю релаксацию, пересчитываем распределение встречной волны:

$$\dot{U}_{k,s+1}^- = \omega_r \dot{U}_{k,s+1}^- + (1 - \omega_r) \dot{U}_{k,s}^-, \quad (8)$$

где ω_r – параметр релаксации, s -номер итерации.

5. Следующие итерации надо повторять с пункта 2, но при расчетах \dot{U}_k будем учитывать амплитуду встречной волны: $\dot{U}_k = \dot{U}_{k,s+1}^+ + \dot{U}_{k,s+1}^-$.

Итерации повторяем до установления напряжений на зазорах \dot{U}_k с заданной точностью ε_T :

$$\varepsilon_{s+1} = \sum_{k=1}^n |\dot{U}_{k,s+1} - \dot{U}_{k,s}| / U_0 < \varepsilon_T.$$

Как отмечалось в работах [4, 5], для выполнения условия синхронизма, т. е. постоянства фазы СВЧ поля при прохождении электронным сгустком зазоров в волноводе (рис. 1), необходимо применять оптимизацию распределения коэффициентов фаз эквивалентных четырехполюсников. Для этого задается первое приближение распределения коэффициента фазы на всех четырехполюсниках. Для аппроксимации этого распределения применялся аппарат атомарных функций [4].

Описанная математическая модель является общей для ЛБВ и ЛОВ на волнообразно изогнутом волноводе. Для реализации режима ЛБВ при оптимизации параметров прибора выбирается определенный вид целевой функции с соответствующими начальными условиями. При этом надо учитывать, что мощность обратной волны P_1 (рис. 1) на входе прибора должна быть мала, а мощность волны P_2 (рис. 1) на выходе изогнутого волновода – максимальной.

Для реализации режима ЛОВ мощность обратной волны P_1 (рис. 1) на входе прибора должна быть максимальной, а мощность ЭМ волны на выходе изогнутого волновода P_2 (рис. 1) – нулевой.

Результаты расчетов и их обсуждение

По разработанной математической модели составлена программа анализа процессов взаимодействия ЭП с электромагнитными полями электродинамической системы, а также синтеза параметров генераторов ЛОВ. При выборе размеров прямоугольных волноводов, каналов дрейфа, ускоряющих напряжений, токов луча необходимо использовать рекомендации, приведенные в работах [1, 4, 5]. Как показано в работах [1, 4], в связи с низким сопротивлением связи электронного пучка и волны лишь при превышении некоторого порога тока пучка получают возбуждение и генерация колебаний в ЛОВ.

Проведены расчеты релятивистских ЛОВ с ускоряющим напряжением 400 кВ. Задаем длину волны генерируемых колебаний $\lambda = 6$ см, размеры волновода – $a = 4,8$ см, $b = 1$ см. Вначале рассчитываем регулярную ЛОВ. Вычисляем длины труб дрейфа и длины изогнутых отрезков волновода, используя формулы работы [5]. Задаем значение тока электронного луча $I_0 = 200$ А. С целью избежания электромагнитной связи между щелями связи по каналам дрейфа размеры канала дрейфа необходимо выбирать так, чтобы не было распространяющихся мод (H_{10}) по каналу [5]. Поэтому выбираем размеры канала дрейфа $a_1 \times b_1 = 2,5 \times 1,4$ см, рис. 2. Размер пучка электронов $h \times r = 2 \times 0,6$ см, рис. 2. Тогда минимальная длина волны, на которой может работать прибор без самовозбуждения, должна быть больше 5 см.

Для числа зазоров $N = 9$ при оптимизации регулярной ЛОВ получен электронный КПД $\eta_e = 0,165$ – вариант А1, при этом волновой КПД на 1-м зазоре $\eta_w = -0,154$. Отрицательное значение волнового КПД получается ввиду того, что возбужденная обратная ЭМ волна движется навстречу ЭП и групповая скорость энергии ЭМ волны направлена навстречу скорости ЭП. Энергия волны переносится в начало прибора – на левый конец изогнутого волновода, рис. 1. КПД ЛОВ $\eta_{BWO} = |\eta_w| = 0,154$, мощность выходного сигнала ЛОВ $P_{BWO} = 12,3$ МВт.

Далее, изменяя дискретно ток электронного пучка, определяем пусковой ток для этого варианта ЛОВ – $I_{пуск} = 170$ А. Задаем рабочий ток прибора $I_0 = 400$ А. Проводим расчет нерегулярной ЛОВ, оптимизируя длины труб дрейфа и длины изогнутых отрезков волновода. Получен электронный КПД $\eta_e = 0,356$, КПД ЛОВ $\eta_{BWO} = 0,326$, мощность выходного сигнала $P_{BWO} = 52,2$ МВт – вариант А2. На рис. 4 приведены зависимости электронного КПД η_e и волнового КПД η_w от нормированной длины прибора X .

Как видно из рис. 4, волновой КПД η_w минимален в конце прибора и максимален в начале лампы. Это свидетельствует о том, что возбужденная обратная ЭМ волна, взаимодействуя с ЭП, отбирает максимум энергии от сгруппированного ЭП и переносит ее в начало прибора. Взаимодействие ЭМ волны и ЭП идет на –1-й пространственной гармонике.

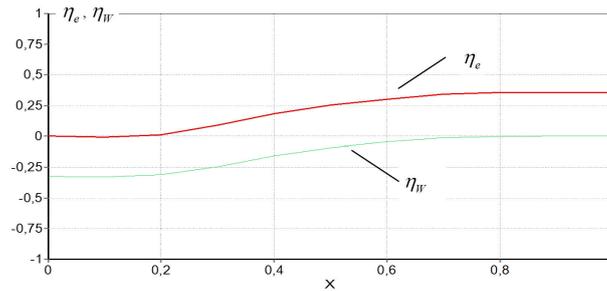


Рис. 4. Зависимости электронного КПД η_e и волнового КПД η_w от нормированной длины прибора X

Максимум функции группировки достигается в первой половине лампы. Это свидетельствует о том, что энергообмен и группировка сгустков происходят под воздействием ЭМ поля -1 -й пространственной гармоники, которое имеет максимальную амплитуду в начале лампы, в конце лампы амплитуда поля равна нулю.

Проведены расчеты режимов ЛОВ этого варианта прибора при разных токах электронного пучка: при $I_0 = 500$ А получен электронный КПД $\eta_e = 0,356$, КПД ЛОВ $\eta_{BWO} = 0,362$, мощность выходного сигнала $P_{BWO} = 66,5$ МВт; при $I_0 = 700$ А получен электронный КПД $\eta_e = 0,309$, КПД ЛОВ $\eta_{BWO} = 0,282$, мощность выходного сигнала ЛОВ $P_{BWO} = 79,1$ МВт. Проведены расчеты нерегулярных ЛОВ с ускоряющим напряжением 500 кВ (размеры канала дрейфа $a1 \times b1 = 2,5 \times 1,4$ см, размер пучка электронов $h \times r = 2 \times 0,6$ см): при $I_0 = 500$ А получен электронный КПД $\eta_e = 0,424$, КПД ЛОВ $\eta_{BWO} = 0,382$, мощность выходного сигнала $P_{BWO} = 95,6$ МВт. Пусковой ток этого варианта ЛОВ $I_{пуск} = 320$ А. При $I_0 = 700$ А получен электронный КПД $\eta_e = 0,416$, КПД ЛОВ $\eta_{BWO} = 0,365$, мощность выходного сигнала $P_{BWO} = 127,8$ МВт. При $I_0 = 900$ А получен электронный КПД $\eta_e = 0,422$, КПД ЛОВ $\eta_{BWO} = 0,3925$, мощность выходного сигнала $P_{BWO} = 176,6$ МВт.

Так как электронный КПД ЛОВ имеет значения $0,15 \dots 0,39$, то с целью увеличения КПД и выходной мощности генерируемых колебаний проведены расчеты двухсекционных гибридных приборов ЛОВ–ЛБВ [5]. Первая секция – это генератор ЛОВ (невысокой мощности). В ней происходит предварительная модуляция ЭП по скорости и плотности. Промодулированный по скорости и плотности электронный пучок поступает во вторую секцию, работающую в режиме ЛБВ. Промодулированный по скорости и плотности пучок электронов наводит в ЗС второй секции ЭМ волну, которая, взаимодействуя с ЭП, увеличивает модуляцию ЭП и получает дальнейшее усиление. С выхода второй секции усиленная ЭМ волна поступает в нагрузку. Проведены расчеты такого гибридного прибора и получены следующие параметры для ускоряющего напряжения 500 кВ, тока ЭП $I_0 = 400$ А: размеры канала дрейфа $a1 \times b1 = 2,5 \times 1,4$ см, размер пучка электронов $h \times r = 2 \times 0,6$ см. Первая секция ЛОВ имеет электронный КПД $\eta_e = 0,035$, КПД ЛОВ $\eta_{BWO} = 0,02$, мощность выходного сигнала ЛОВ $P_{BWO} = 4,1$ МВт. Вторая секция – нерегулярная ЛБВ – состоит из 14 изогнутых отрезков волновода. После оптимизации нерегулярной ЛБВ получен электронный КПД $\eta_e = 0,506$, волновой КПД $\eta_w = 0,395$, мощность выходного сигнала $P_{BWO} = 79,2$ МВт.

Заключение

На основе разработанной математической модели предложен алгоритм расчета релятивистских ЛОВ на волнообразно изогнутом волноводе с ленточными электронными пучками. Для оптимизации параметров ЛОВ предложена методика оптимизации распределений коэффициентов фаз эквивалентных четырехполосников с применением атомарных функций. Показано, что в сантиметровом расчетный электронный КПД нерегулярных релятивистских ЛОВ достигает 30–42 %, выходная мощность – 50–170 МВт для ускоряющих напряжений пучка электронов 400–500 кВ, токов ЭП 400–900 А. Показано, что, используя гибридные приборы ЛОВ–ЛБВ, можно повысить электронный КПД генераторов до 50 %.

Список литературы

1. Аксенчик А.В. Моделирование и оптимизация нерегулярных ЛБВ, ЛОВ типа «О» // Докл. БГУИР. 2004. № 2 (6). С. 78–90.
2. Reseach on X-band sheet beam electron optics system / Ding Zhao [et al.] // IVEC. 2012. P. 173–174.
3. Theory and experimental investigation on the high performance transport of sheet electron beam for the XSBK and XSBK / Cunjun Ruan [et al.] // IVEC. 2012. P. 147–148.
4. Аксенчик А.В., Кравченко В.Ф. Оптимизация ЛОВ и ЛБВ О-типа на волнообразно изогнутых прямоугольных волноводах для миллиметрового и субмиллиметрового диапазона длин волн // Успехи современной радиоэлектроники. 2007. № 10. С. 46–56.
5. Аксенчик А., Кураев А., Киринович И. Усилители и генераторы О-типа миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн (теория и оптимизация). Германия: Palmarium Academic Publishing, 2014. 154 с.

References

1. Aksenchik A.V. Modelirovanie i optimizacija nereguljarnyh LBV, LOV tipa «O» // Dokl. BGUIR. 2004. № 2 (6). S. 78–90. (in Russ.)
2. Reseach on X-band sheet beam electron optics system / Ding Zhao [et al.] // IVEC. 2012. P. 173–174.
3. Theory and experimental investigation on the high performance transport of sheet electron beam for the XSBK and XSBK / Cunjun Ruan [et al.] // IVEC. 2012. P. 147–148.
4. Aksenchik A.V., Kravchenko V.F. Optimizacija LOV i LBV O-tipa na volnoobrazno izognutyh prjamougol'nyh volnovodah dlja millimetrovogo i submillimetrovogo diapazona dlin voln // Uspehi sovremennoj radioelektroniki. 2007. № 10. S. 46–56. (in Russ.)
5. Aksenchik A., Kuraev A., Kirinovich I. Usiliteli i generatory O-tipa millimetrovogo i submillimetrovogo diapazonov dlin voln (teorija i optimizacija). Germanija: Palmarium Academic Publishing, 2014. 154 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

Аксенчик А.В., д.ф.-м.н., профессор, профессор кафедры вычислительных методов и программирования Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Киринович И.Ф., к.ф.-м.н., доцент кафедры инженерной психологии и эргономики Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Aksenchyk A.V., D.Sci, professor, professor of computational methods and programming department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Kirinovich I.F., PhD, associate professor of engineering psychology and ergonomics 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. +375-44-702-00-95;
e-mail: aksenchik@bsuir.by
Аксенчик Анатолий Владимирович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki st., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. + 375-44-702-00-95;
e-mail: aksenchik@bsuir.by
Aksenchyk Anatoly Vladimirovich

УДК 536.2.02

ИССЛЕДОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ТЕПЛА В ПЛАТЕ ИЗ АЛЮМИНИЯ С НАНОПОРИСТЫМ АНОДНЫМ ОКСИДОМ АЛЮМИНИЯ ТЕПЛОВИЗИОННЫМ МЕТОДОМ

Х.Т. ДИНЬ, Н.В. ЛУШПА, Е.В. ЧЕРНЯКОВА, И.А. ВРУБЛЕВСКИЙ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 20 сентября 2018

Аннотация. В работе представлены результаты исследований тепловых потоков в плате из алюминия с нанопористым оксидом алюминия, генерируемых линейным источником теплоты. Показано, что распространение тепла в направлении, перпендикулярном длине источника, имеет форму конуса тепловой трубы с началом от источника нагрева на поверхности и характеризуется расширением по направлению к нижней стороне платы из алюминия. Такая форма распространения тепла позволяет снизить тепловое сопротивление платы.

Ключевые слова: печатная плата из алюминия, нанопористый оксид алюминия, тепловой поток, конус тепловой трубки, углеродная нить, линейный источник теплоты.

Abstract. The paper presents the results of studies of heat fluxes in a printed circuit board made of aluminum with nanoporous anodic alumina, generated by linear heat source. It is established that in this case the shape of the cone of the heat pipe with the beginning from a point heating source on the surface was characterized by expansion towards the back side of the aluminum base. This effect leads to a decrease in the thermal resistance of the printed circuit board.

Keywords: aluminum printed circuit board, nanoporous alumina, heat flow, cone of the heat pipe, carbon filament, linear source of heat.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 119, No. 1, pp. 45-50
Study of distribution of thermal fluxes in a plate of aluminum
with nanoporous aluminum oxide by means of thermal imaging measurements
H.T. Dinh, N.V. Lushpa, K.V. Chernyakova, I.A. Vrublevsky

Введение

На сегодняшний день наиболее экономичными источниками света в системах освещения являются светодиоды. Как известно, одной из важнейших задач в светодиодной технике является обеспечение оптимальных условий для отвода тепла от $p-n$ перехода светодиода. Высокие рабочие температуры $p-n$ переходов значительно ухудшают характеристики светодиодов, снижая их световой поток и уменьшая срок службы. При работе светодиодов в свет преобразуется не более 25 % потребляемой энергии, а остальная часть энергии при этом уходит на тепловые потери. Для обеспечения высокого квантового выхода в светодиодной технике необходимо использовать эффективные решения для отвода тепла от светодиодов. Одним из таких решений является использование алюминиевых плат с высокой теплопроводностью [1–3]. Для эффективного управления тепловыми режимами работы светодиодов необходимы знания тепловых свойств алюминиевых печатных плат [4, 5]. Эффективность отвода тепла зависит от теплового сопротивления всей многослойной конструкции металлической платы. Чем ниже тепловое сопротивление теплоотводящих слоев, тем лучше теплоотвод. Однако в реальных условиях распределение тепловых потоков внутри устройства не является равномерным.

Это связано с наличием горячих точек на плате, для которых характерно повышенное тепловыделение. Если источником тепла является полупроводниковый кристалл, то передача тепла от него в окружающую среду для конструкции платы из традиционных теплопроводящих диэлектрических материалов осуществляется по конусообразному каналу с сужением по мере удаления от начала источника нагрева.

Конструкция алюминиевой платы содержит тонкий диэлектрический слой нанопористого оксида алюминия с плохой теплопроводностью и толстое алюминиевое основание с высокой теплопроводностью. Поэтому для оптимального применения алюминиевых плат в светодиодной технике необходимо знать реальную форму тепловых потоков в объеме платы, которые генерируются активными полупроводниковыми кристаллами на ее поверхности. Одним из методов, используемых для регистрации поверхностной температуры и тепловых потоков в конструкции печатных плат, являются оптические методы и, в частности, тепловизионные методы. Такие методы позволяют визуализировать процессы распространения тепла на поверхности платы и оценить ее тепловые характеристики. Достоинством таких методов является относительная простота подготовки эксперимента и возможность регистрации тепловых потоков на большой площади.

В данной работе представлены результаты исследований распространения тепловых потоков в объеме платы из алюминия с нанопористым оксидом алюминия с использованием тепловизионных измерений.

Материалы и методы

В исследованиях использовались образцы плат из алюминия со слоем нанопористого оксида алюминия, на поверхности которых размещался линейный элемент нагрева для имитации мгновенного линейного источника теплоты. Образцы имели размеры 60×24 мм. Толщина основания из алюминия составляла 0,5 мм. Слой нанопористого анодного оксида алюминия, сформированный на алюминии методом анодирования алюминия в водном растворе щавелевой кислоты, имел толщину 20 мкм. Такая толщина пористого анодного оксида алюминия обеспечивала необходимую изоляцию элемента нагрева от металлического основания. В конструкции платы из алюминия с нанопористым оксидом алюминия углеродная электропроводящая нить на основе вискозной технической нити использовалась в качестве элемента нагрева. Нить из углеродного волокна имела размеры 170×4×0,08 мм. Концы нити из углеродного волокна металлизировались слоем меди (толщина 30 мкм, гальваническое осаждение) для последующей пайки гибких подводящих электродов. Фиксацию углеродной нити на поверхности анодного оксида алюминия осуществляли с помощью эпоксидного компаунда. Нагреватель с нитью из углеродного волокна имел электрическое сопротивление 60 Ом. Для получения термограмм рабочей поверхности платы и ее нижней стороны использовали тепловизионную камеру MobIR M4. После инициирования работы нагревательного элемента проводилась съемка термограмм верхней и нижней поверхности платы из алюминия с нанопористым оксидом алюминия с интервалом 5 с. Данные по распределению температур для двух поверхностей платы с центром от места расположения теплового источника для различных стадий нагрева использовались для определения скорости распространения теплового потока в направлении, перпендикулярном длине линейного источника нагрева.

Результаты и обсуждение

Изменение распределения температуры на верхней и нижней стороне платы, вызванное работой линейного источника нагрева, изучалось в различные промежутки времени с помощью тепловизионных измерений (рис. 1, а). Полученные термограммы показали, что температура нагревательного элемента на 5 с нагрева была приблизительно на 6,5 °С выше, чем температура анодного оксида алюминия на поверхности платы (рис. 1, б). При этом средняя температура платы возрастала до 23,3 °С по сравнению 20,6 °С перед началом нагрева. Этот результат указывает на наличие хорошего теплового контакта между элементом нагрева из углеродной нити и поверхностью анодного оксида алюминия на плате из алюминия. Кроме того, обнаружено, что температуры на поверхности платы в месте расположения элемента нагрева

и на ее нижней стороне в этой же точке на всех стадиях нагрева имели очень близкие значения. Следовательно, генерируемое тепло, благодаря высокой теплопроводности алюминия, успевало рассеяться по всему объему алюминия, обеспечивая равномерный профиль распределения температуры по поверхности как на верхней, так и на нижней стороне платы.

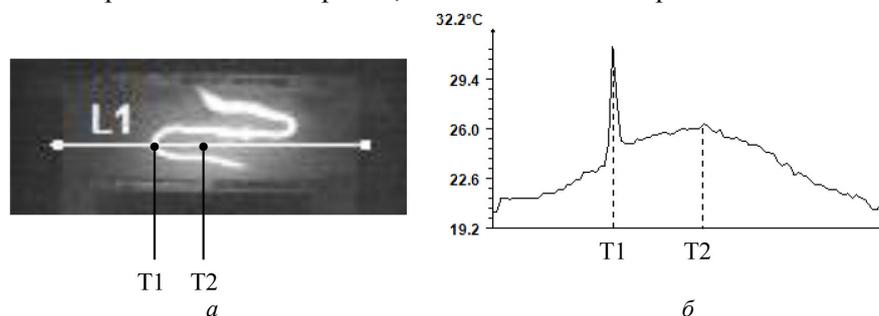


Рис. 1. Термограмма верхней поверхности платы из алюминия с нанопористым оксидом алюминия и линейным элементом нагрева из углеродной нити (а) и профиль распределения температуры (б) вдоль заданной линии на 5 с нагрева (мощность линейчатого нагревателя 3,5 Вт)

Для определения скорости распространения тепловых потоков в объеме платы из алюминия на термограммах измерялось расстояние от точки в месте нагрева до расположения теплового фронта с температурой $40,0\text{ }^{\circ}\text{C}$ для моментов времени 15 с и 20 с от начала нагрева. Термограммы верхней (с нагревателем) и нижней сторон платы из алюминия для времени нагрева 15 и 20 с представлены на рис. 2, 3. Как видно из рис. 3, тепловой поток с момента включения нагревателя сразу достигает противоположной стороны платы из алюминия. Более того, зона нагрева на нижней стороне платы, определяемая по расположению теплового фронта с выбранной температурой, занимает большую площадь, чем зона нагрева на верхней стороне платы.

Верхняя сторона

Нижняя сторона

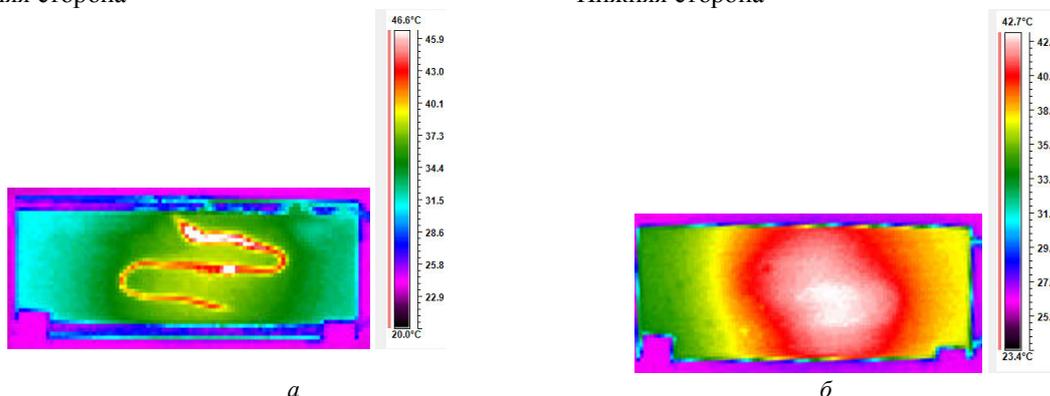


Рис. 2. Термограмма верхней (а) и нижней (б) сторон платы из алюминия с нанопористым оксидом алюминия с элементом нагрева из углеродной нити в момент времени 15 с от начала нагрева

Верхняя сторона

Нижняя сторона

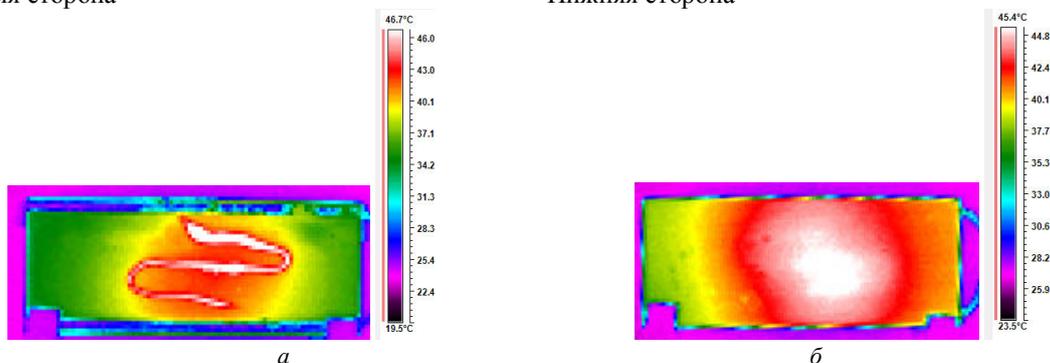


Рис. 3. Термограмма верхней (а) и нижней (б) сторон платы из алюминия с нанопористым оксидом алюминия с элементом нагрева из углеродной нити в момент времени 20 с от начала нагрева

Динамика распространения теплового фронта от точечного источника нагрева на двух сторонах платы представлена на рис. 4. Из рисунка видно, что конус тепловой трубы расширяется от источника нагрева на поверхности к нижней стороне платы. Такая форма конуса тепловой трубы полностью противоположна той, которая наблюдается для материалов из традиционных диэлектриков – сужение от источника нагрева на поверхности к нижней стороне. Таким образом, в случае платы из алюминия с нанопористым оксидом алюминия конус тепловой трубы расширяется к нижней стороне платы и, следовательно, снижается ее тепловое сопротивление.

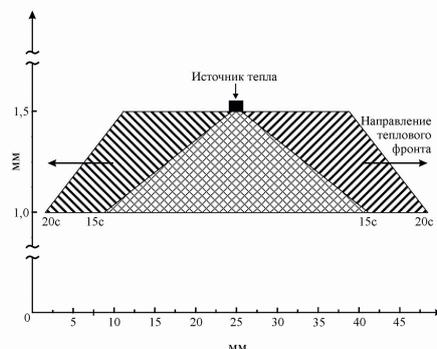


Рис. 4. Динамика распространения теплового фронта с температурой 40 °С в объеме платы из алюминия с нанопористым оксидом алюминия с началом от точечного теплового источника на поверхности платы (мощность линейчатого нагревателя 3,5 Вт) для времени нагрева 15 и 20 с

На рис. 5 представлены зависимости изменения температуры во времени при постоянной мощности электронагревателя для верхней стороны (с нагревателем) и нижней стороны платы из алюминия в контрольной точке, расположенной на нагревательном элементе. Рис. 6 показывает график скорости изменения температуры от времени нагрева. Можно видеть, что на 30 с нагрева участок с экспоненциальным падением скорости нагрева заканчивается и при дальнейшем нагреве переходит к линейному участку уменьшения скорости изменения температуры со временем.

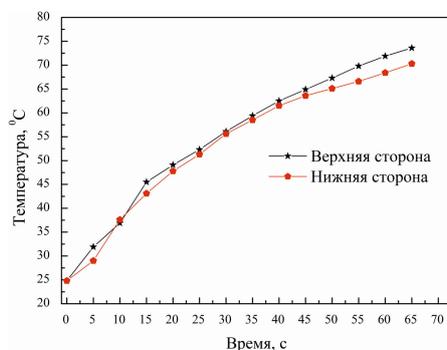


Рис. 5. Изменение температуры на верхней и нижней стороне платы из алюминия с нанопористым оксидом алюминия от времени нагрева в точке, расположенной на нагревательном элементе (мощность линейчатого нагревателя 3,5 Вт)

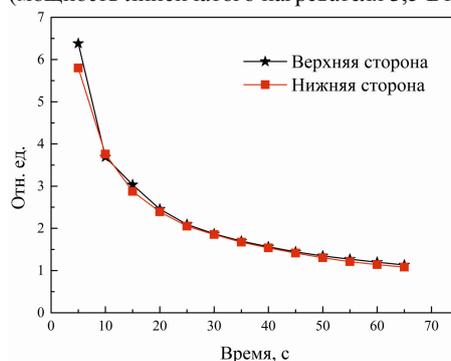


Рис. 6 Скорость изменения температуры ($\Delta T/\Delta t$) на верхней и нижней стороне платы из алюминия с нанопористым оксидом алюминия в зависимости от времени нагрева в точке, расположенной на нагревательном элементе (мощность линейного нагревателя 3,5 Вт)

Следовательно, точка на 30 с нагрева характеризует наступление состояния, когда тепловой фронт успевает пройти через весь объем платы во все ее дальние точки с подъемом температуры выше начальной, и соответствует моменту установления теплового равновесия для потерь тепла на конвекцию и излучение с поверхностями платы.

Заключение

Показано, что для исследований тепловых потоков в плате из алюминия в качестве мгновенного линейного источника теплоты может быть использован линейный нагревательный элемент из углеродной нити. Установлено, что в случае платы из алюминия со слоем нанопористого анодного оксида алюминия форма конуса тепловой трубы с началом от точечного источника нагрева на поверхности характеризуется расширением по направлению к нижней стороне платы, что приводит к снижению теплового сопротивления. Несмотря на односторонний нагрев с использованием линейного элемента нагрева из углеродной нити, профиль распределения температуры на нижней стороне имел равномерный вид на всех стадиях нагрева платы.

Работа выполнена при поддержке белорусско-сербского проекта № Ф18СРБГ-003.

Список литературы

1. Теплопроводящие платы на основе алюминия с наноструктурированным слоем Al_2O_3 для изделий силовой электроники / Е. Муратова [и др.] // Журнал технической физики. 2018. Т. 88, № 11. С. 1678–1680.
2. Investigation of the efficiency of the heat dissipation for the heat-conducting circuit boards made of aluminum with the nanoporous alumina layer / S. Andreev [et al.] // 40th International Spring Seminar on Electronics Technology. Sofia, 2017. P. 1–6.
3. Применение наноструктурированного анодного оксида алюминия при изготовлении теплонагруженных плат для силовых модулей / Е. Чернякова [и др.] // Научни известия на НТСМ. 2016. Т. XXV, № 12. С. 257–263.
4. Сравнительный анализ работы плоского нагревательного элемента на основании из анодированного алюминия / И. Врублевский [и др.] // Научни известия на НТСМ. 2015. Т. XXIII, № 9. С. 422–428.
12. Improvement of the thermal characteristics of the electric heater in the architecture with aluminum, nanoporous alumina and resistive component of carbon fiber / I. Vrublevsky [et al.] // Nanoscience & Nanotechnology. 2016. № 1. P. 1–2.

References

1. Teploprovodjashhie platy na osnove aljuminija s nanostrukturirovannym sloem Al_2O_3 dlja izdelij silovoj jelektroniki / E. Muratova [i dr.] // Zhurnal tehniczeskoj fiziki. 2018. T. 88, № 11. S. 1678–1680. (in Russ.)
2. Investigation of the efficiency of the heat dissipation for the heat-conducting circuit boards made of aluminum with the nanoporous alumina layer / S. Andreev [et al.] // 40th International Spring Seminar on Electronics Technology. Sofia, 2017. P. 1–6.
3. Primenenie nanostrukturirovannogo anodnogo oksida aljuminija pri izgotovlenii teplonagruzhennyh plat dlja silovyh modulej / E. Chernjakova [i dr.] // Nauchni izvestija na NTSM. 2016. T. XXV, № 12. S. 257–263. (in Russ.)
4. Sravnitel'nyj analiz raboty ploskogo nagrevatel'nogo jelementa na osnovanii iz anodirovannogo aljuminija / I. Vrublevskij [i dr.] // Nauchni izvestija na NTSM. 2015. T. XXIII, № 9. S. 422–428. (in Russ.)
5. Improvement of the thermal characteristics of the electric heater in the architecture with aluminum, nanoporous alumina and resistive component of carbon fiber / I. Vrublevsky [et al.] // Nanoscience & Nanotechnology. 2016. № 1. P. 1–2.

Сведения об авторах

Динь Х.Т., аспирант кафедры защиты информации Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Лушпа Н.В., магистрант кафедры микро- и нанoeлектроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Dinh H.T., PG student of information security department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

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

Чернякова Е.В., к.ф.-м.н., доцент, ведущий научный сотрудник Центра 10.1 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Chernyakova K.V., PhD, associate professor, leading researcher of Center 10.1 of R&D department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Врублевский И.А., к.т.н., доцент, ведущий научный сотрудник НИЛ 5.3 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Vrublevsky I.A., PhD, associate professor, leading researcher of the SRL 5.3 of R&D 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. +375-29-349-07-00;
e-mail: nikita.95_@mail.ru
Лушпа Никита Васильевич

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk. P. Brovki st., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-29-349-07-00;
e-mail: nikita.95_@mail.ru
Lushpa Nikita Vasil'evich

UDC 621.9.047.7

ELECTROMAGNETIC RADIATION SHIELDING PROPERTIES OF COPPER CONTAINING ACTIVATED CARBON

O.V. BOIPRAV, H.A.E. AYAD, L.M. LYNKOU

Belarussian state university of informatics and radioelectronics, Republic of Belarus

Submitted 2 October 2018

Abstract. It's proposed to modify the consist and electromagnetic radiation shielding properties of powdery activated carbon by the method of chemical deposition of copper clusters on the surface of fractions of such material. The choice of these element caused by it resistance to the environment conditions, which could determines the stability of the shielding properties of materials including of these elements. Regularities of electromagnetic radiation interaction with powdery activated carbon modified by the proposed method were researched. According to the results of this research it's established that electromagnetic radiation reflection coefficient in frequency range 8...12 GHz of shields made with powdery activated carbon decreases from -2 to -14 dB after modification of such material consist.

Keywords: activated carbon, copper, chemical deposition, shielding of electromagnetic radiation.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 119, No. 1, pp. 51-55

**Electromagnetic radiation shielding properties
of copper containing activated carbon**

O.V. Boiprav, H.A.E. Ayad, L.M. Lynkou

Introduction

Carbon containing materials are widely used for production of electromagnetic radiation shields nowadays. It's caused by them electroconducting properties which due to the energy losses of electromagnetic radiation interacted with such materials. It was established that the shields based on composite materials with carbon filler might be characterized by the electromagnetic radiation attenuation more than 40 dB in radiofrequency range [1]. But as a rule this shields have high cost due the complex technology of carbon materials production. Moreover shields based on carbon containing composite materials are unsubstantial, because more part of such materials are characterized by low adsorption capacity due to their low porosity. As a result the searching of new types of electroconducting materials for electromagnetic radiation shields is rather actual. Powdery activated carbon is one of such materials. It porosity value reaches 97.5 %. As a result it's possible to form strong composite materials based on powdery activated carbon for creation of electromagnetic radiation shields [2]. Electromagnetic properties of such shields might be changed by the way of modification of activated carbon consist. As a rule modification of carbon containing materials consist is actual in cases when it's necessary to reduce them electromagnetic radiation reflection coefficient which determines their ability to create passive electromagnetic interferences.

Objective of presented work was the research of effect of metals deposition on the surface of activated carbon on it's electromagnetic radiation reflection characteristics.

Experimental methods

Modification of consist of powdery activated carbon have been realized by the way of chemical deposition of copper clusters from water solutions on it's surface. The chose of such method is due to the comparatively low temperature required to it's realization. Moreover copper

clusters deposited from water solution are characterized by low porosity and high resistance to the environment conditions. Copper is electroconductive material. The structure of fine grid formed by the fractions of powdery activated carbon might be changed after the chemical deposition of copper clusters on them surface. As a result the amplitude of electromagnetic waves dissipated on this grid might be changed.

Water solution used for copper clusters deposition included potassium-sodium tartrate, copper sulphate (crystalline hydrate) and sodium hydroxide. It's pH value was 12,8. Formalin (40 %) was reducing agent. Solutions' temperature required for flow of reactions of copper clusters deposition was 60...65 °C.

The process of chemical deposition included the next steps.

1. Washing of powdery activated carbon with use of distilled water.
2. Mixing of components for obtaining necessary water solution.
3. Heating of water solution to the temperature required for flow of reactions of clusters deposition.
4. Dipping of powdery activated carbon in heated water solution and carrying out the reaction of metal clusters reduction.
5. Extracting of modified powdery activated carbon from water solution.
6. Carrying out the reaction of stabilization of deposited metal clusters on the surface of fractions of powdery activated carbon with use of surface-active substance.
7. Washing of modified powdery activated carbon with use of distilled water and drying it in the standard conditions [3].

Electromagnetic radiation properties (reflection coefficient and attenuation) of the samples of powdery activated carbon were researched with use of panoramic standing wave ratio and attenuation meter. It includes sweep generator, waveguide paths, detector of incident and reflected waves, indicator of standing wave ratio and attenuation.

Connection diagrams of the devices for measuring the standing wave ratio and electromagnetic radiation attenuation values of the samples are shown in Fig. 1 and 2.

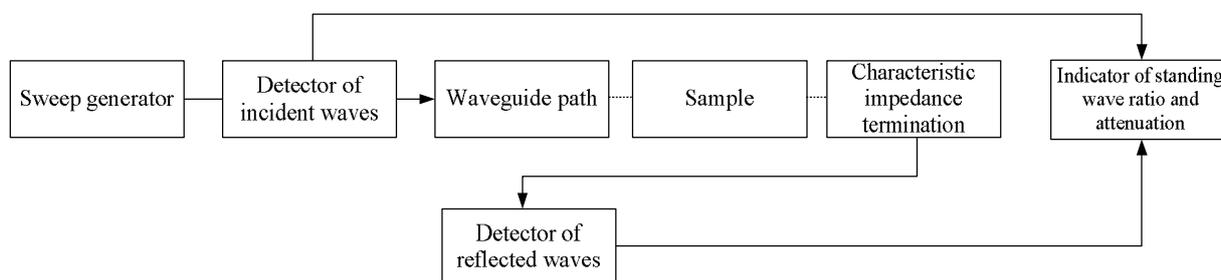


Fig. 1. Connection diagrams of the devices for measuring the standing wave ratio of the sample

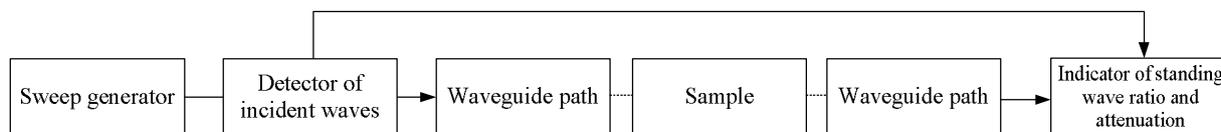


Fig. 2. Connection diagrams of the devices for measuring the electromagnetic radiation attenuation of the sample

The samples were made as cases filled by the powdered activated carbon. These cases produced from hard polymer radiotransparent material. The thickness of such material was 0.2 mm. The thickness of samples was 3 mm.

Samples consist was studied by the analysis of them diffractograms obtained by the X-ray diffraction method with use of $\text{CuK}\alpha$ -radiation (wavelength (λ) was 1,5417737 Å). Special software MATCH! was used for determination and identification of diffractograms' X-ray maximums. It realized the comparing of maximums of analyzed diffractograms with maximums of diffractograms stored in the free database «Crystallography Open Database». It's possible also to analyze the content of substances in the researched samples.

There were researched two samples. Sample 1 was made from non-modified powdery activated carbon, samples 2 was made from activated carbon containing copper clusters.

Results of the research

It was established that modification of consist of powdery activated carbon by the method of chemical deposition of metal clusters influences to it electromagnetic radiation reflection coefficient in frequency range 8...12 GHz. Electromagnetic radiation attenuation of non-modified and modified powdery activated carbon is more than 40 dB in radiofrequency range.

Electromagnetic radiation reflection characteristics in frequency range 8...12 GHz of the samples are given in Fig. 3. According to the Fig. 3 powdery activated carbon is characterized by the electromagnetic radiation reflection coefficient equaled to -2 dB. Chemical deposition of copper clusters from water solutions led to decreasing of electromagnetic radiation reflection coefficient of powdery activated carbon on 5...7 dB respectively. This is due to the fact that modified activated carbon contains less carbon elements as compared with non-modified (Fig. 4, 5). As a result it conductivity and wave resistance are lower.

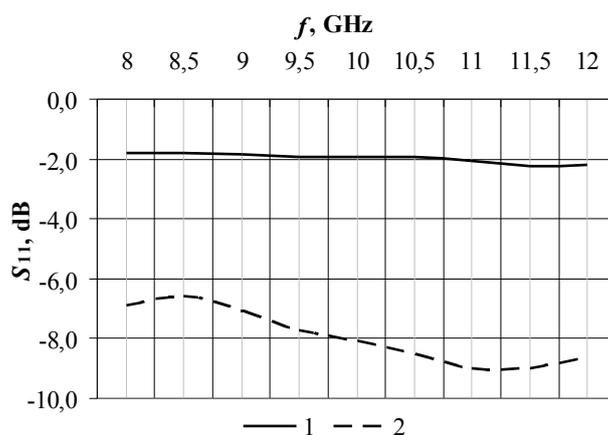


Fig. 3. Electromagnetic radiation reflection characteristics in frequency range 8...12 GHz of the samples: 1 – sample 1; 2 – samples 2

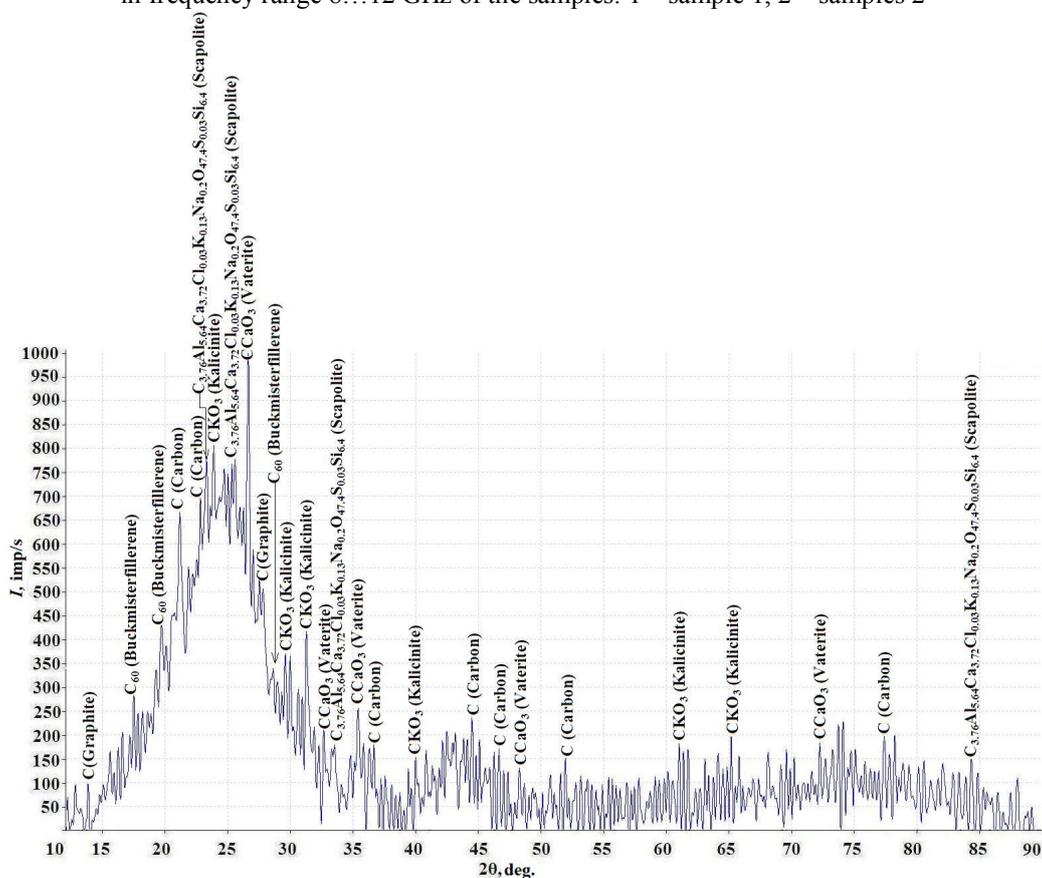


Fig. 4. Diffractogram of activated carbon

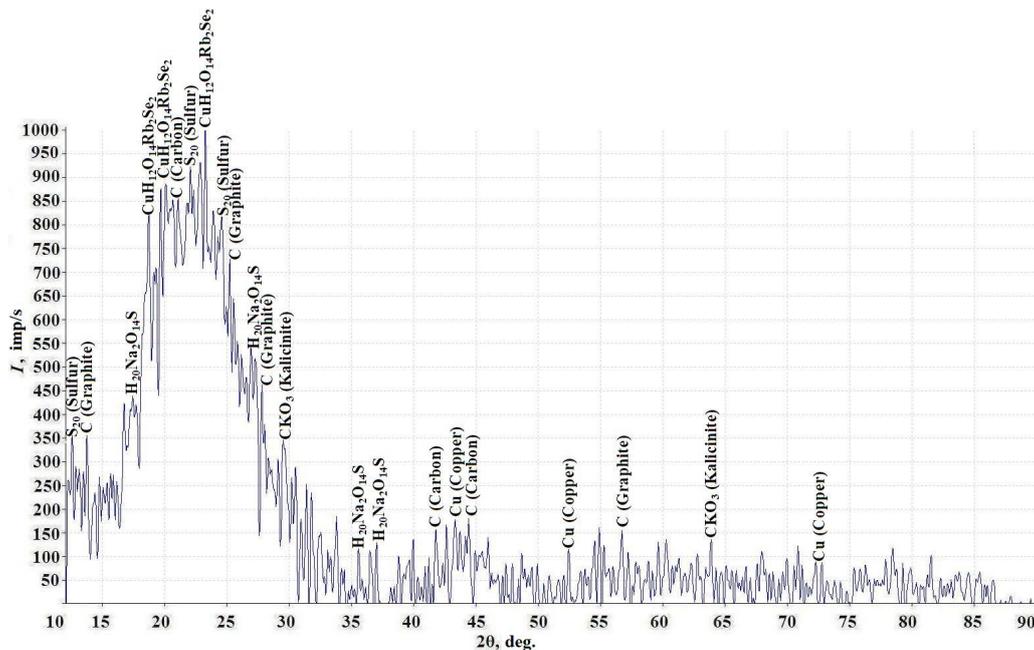


Fig. 5. Diffractogram of activated carbon containing copper clusters

It was established that non-modified powdery activated carbon contains 100 % of carbon elements. There were formed copper clusters on the surface of fractions of powdery activated carbon (1.9 wt. %) after the chemical deposition of copper. There were also 26.3 wt. % of kalicinite, 51.4 wt. % of sulfur and sulfur containing element ($H_{20}Na_2O_{14}S$), 10.8 wt. % of copper containing compound ($CuH_{12}O_{14}Rb_2Se_2$), 9.2 wt. % graphite on the consist of powdery activated carbon modified by the method of chemical deposition of copper clusters.

There were carried out the measurements of electromagnetic radiation reflection coefficient of the samles fixed on metal plates. The results of such experiments were nessesary to estimate the possibility of the researched samples to decrease the energy of electromagnetic radiation, reflected from the metal materials. Occurrence of electromagnetic radiation's reflection from metal materials might lead of forming of standable waves due to the passive interferences in practice cases.

Electromagnetic radiation reflection characteristics in frequency range 8...12 GHz of the samples fixed on metal plates are given in Fig. 8. Fixing of samples on metal plates was realizing with use of sprayable glue.

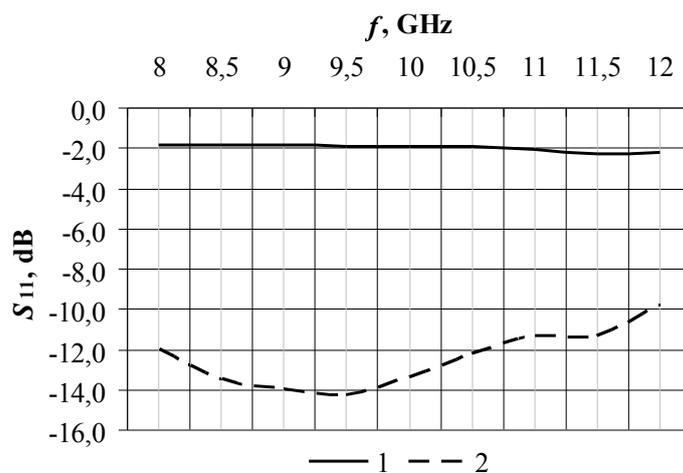


Fig. 6. Electromagnetic radiation reflection characteristics in frequency range 8...12 GHz of the samples, fixed on metal plates: 1 – sample 1; 2 – sample 2

According to the results of analysis of characteristics given in Fig. 8 it was established that electromagnetic radiation reflection coefficient of sample 1 hasn't changed after the fixing of such

sample in the metal plate. This is due to the most part of electromagnetic waves interacted with this sample reflected by its surface made from non-modified powdery activated carbon. Such speciality aligned with the significant difference between wave resistances of air and carbon [4].

Including the metal plates on the structures of the samples made from carbon-containing powdery activated carbon led to changing of their electromagnetic radiation reflection coefficient. This parameter decreased on 2...6 dB after it was fixed on the metal plate. Such attenuation due to the different phases of waves reflected from the metal plate and wave reflected from the sample surface borders with plate surface. Electromagnetic radiation reflection coefficient of the sample 4

The characteristics of electromagnetic radiation reflection of sample 2 fixed on the metal plates has a minimum point, which equaled to 9.5 GHz. The value of such parameter in this point (minimum of characteristics) is -14 dB. It is due to the changing of special aspects of interaction of electromagnetic radiation and samples. When electromagnetic waves interact with the sample fixed on the metal plate it reflects from the surface of case filled by the powdery activated carbon and from the surface of metal plate. These waves interact with each other. The phase difference between these waves depends on their frequency. The minimum value of electromagnetic radiation reflection coefficient of sample fixed on the metal plate corresponds to the maximum value of phase difference between the waves reflected from the described surfaces [4].

Conclusion

It was established the possibility of decreasing from -2 to -9 dB the electromagnetic radiation reflection coefficient of powdery activated carbon by the way of chemical deposition of copper clusters on the surface of its particles. The electromagnetic radiation attenuation of this powdery material is no less than 40 dB after modification of it consists by the described way. It was shown possibility of decreasing in 30 times the power of electromagnetic radiation reflected from metal plates by the way of their covering with material based on powdery activated carbon containing copper clusters. The obtained results might be used during the solving task of decreasing energy of standing waves in shielded rooms.

References

1. Deborah DLC. Carbon Composites: composites with carbon fibers, nanofibers, and nanotubes. New York: Elsevier, 2017. 683 p.
2. Arriagada R., Garcia R., Molina-Sabio M., Rodriguez-Reinoso F. Effect of steam activation on the porosity and chemical nature of activated carbons from Eucalyptus globulus and peach stones // Microporous Mat. 1997. № 8(3-4). P. 123-130.
3. Lyn'kov L.M., Borbot'ko T.V., Krishtopova E.A. Radio-absorbing properties of nickel-containing schungite powder // Technical Physics Letters. 2009. № 35 (5). P. 410-411.
4. Moliton A. Basic Electromagnetism and Materials. New York: Springer, 2007. 396 p.

Information about the authors

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

Ayad H.A.E., PG student of information security 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 621.317.335.3

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ЦИЛИНДРИЧЕСКОГО СТЕРЖЕНЬКА И ВЕКТОРНОГО АНАЛИЗАТОРА ЦЕПЕЙ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ МАТЕРИАЛОВ В СВЧ ДИАПАЗОНЕ

Н.А. ПЕВНЕВА, А.Л. ГУРСКИЙ, А.М. КОСТРИКИН

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 26 ноября 2018

Аннотация. Рассмотрен способ, в котором для определения диэлектрической проницаемости используется метод цилиндрического стерженька совместно с векторным анализатором цепей. Разработан алгоритм определения диэлектрической проницаемости. Исследованы зависимости диэлектрической проницаемости текстолита и фторопласта от частоты в диапазоне 25,95–37,5 ГГц.

Ключевые слова: цилиндрический стерженек, диэлектрическая проницаемость, коэффициент отражения, измерительная ячейка, векторный анализатор цепей.

Abstract. It's considered the way in which the method of a cylindrical rod together with a vector network analyzer is used to determine the dielectric constant. The algorithm for determining the dielectric constant is developed. Dependences of the dielectric constant of textolite and fluoroplastic on the frequency in the range 25.95–37.5 GHz are investigated.

Keywords: cylindrical rod, dielectric constant, reflection coefficient, measuring cell, vector network analyzer.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 119, No. 1, pp. 56-61

Using the cylindrical rod method and a vector network analyzer to determine the dielectric permittivity of materials on microwave range
N.A. Pevneva, A.L. Gurskii, A.M. Kostrikin

Введение

В машиностроении, горнодобывающей промышленности, радиосвязи, радиолокации, радионавигации, радиоуправлении, радиопротиводействии, радиоастрономии, радиометрии, атмосферной метеорологии, медицине, средствах вычислительной техники и телекоммуникаций создание новых материалов с заданными свойствами требует высокоточных методов контроля и дальнейшего мониторинга свойств этих материалов. Одним из важнейших свойств материалов является их диэлектрическая проницаемость.

Повышение быстродействия систем телекоммуникаций, миниатюризация изделий микроэлектроники, ряд задач создания покрытий с заданными свойствами требуют знания значений диэлектрической проницаемости в СВЧ диапазоне. Однако в настоящее время точные и надежные бесконтактные способы измерения диэлектрической проницаемости материалов в широком интервале частот СВЧ диапазона разработаны в недостаточной степени.

Анализ показывает, что существующие до настоящего времени способы измерения диэлектрической проницаемости материалов при использовании измерительных линий [1] и скалярных анализаторов цепей [2] не позволяют автоматизировать процесс измерения.

В настоящее время литературные данные по значениям диэлектрической проницаемости и характеру их зависимости от частоты в СВЧ диапазоне либо неполны, либо вообще отсутствуют для многих материалов, как известных, так и вновь создаваемых.

В данной работе предлагается новый способ, позволяющий не только измерять численные значения, но и осуществлять мониторинг диэлектрических свойств материалов в СВЧ диапазоне в реальном масштабе времени. Таким образом, целью данной работы является создание автоматизированного способа измерения диэлектрической проницаемости в СВЧ диапазоне с более высокой точностью при одновременном снижении трудоемкости и стоимости по сравнению с представленными в [3, 4] способами.

Описание способа измерения

Для определения диэлектрических свойств материалов в СВЧ диапазоне широко применяется метод частичного заполнения сечения волновода [3, 4]. Одной из его модификаций является метод цилиндрического стерженька. Он был предложен Ле Бо и Ле Монтанье [3] и детально проанализирован Ю.П. Радиным [4].

Предлагаемый метод включает определение комплексной диэлектрической проницаемости твердого и жидкого диэлектрика посредством определения его эквивалентной нормированной проводимости, при этом в качестве измерительной ячейки используется закороченная волноводная камера (рис. 1, а) с помещенным в нее образцом исследуемого диэлектрика (рис. 1, б).

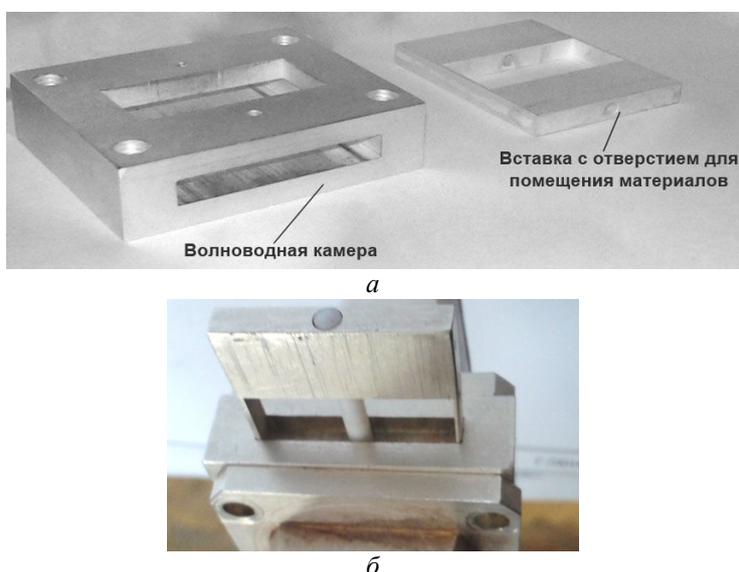


Рис. 1. Измерительная ячейка в разобранном (а) и в собранном (б) виде для диапазона частот 25,95–37,5 ГГц

Метод заключается в определении импеданса в короткозамкнутом волноводе. Шунтирующий импеданс Z включен параллельно импедансу Z_0 пустого участка волновода между образцом и короткозамыкателем. Учитывая, что адмитансы, включенные параллельно, суммируются, то соответствующий адмитанс Y можно получить как разницу результатов измерений адмитанса Y_n с исследуемым образцом и адмитанса Y_0 без исследуемого образца:

$$Y = Y_n - Y_0. \quad (1)$$

Согласно общей волноводной теории можно найти адмитанс в любом месте волновода исходя из поведения стоячей волны перед этим местом. Тогда для измерений с исследуемым образцом и без него справедливы формулы:

$$Y_n = \frac{1 - \Gamma_n}{1 + \Gamma_n}; \quad Y_0 = \frac{1 - \Gamma_0}{1 + \Gamma_0}, \quad (2)$$

где Γ_n и Γ_0 – измеренные комплексные коэффициенты отражения с исследуемым образцом и без него соответственно.

Значения Γ_n и Γ_0 находятся из формул:

$$\Gamma_n = \frac{1 - n_n}{1 + n_n} e^{j2\alpha_n}; \quad (3)$$

$$\Gamma_0 = \frac{1 - n_0}{1 + n_0} e^{j2\alpha_0}, \quad (4)$$

где $n_n = \frac{1 - 10^{|S_n|/20}}{1 + 10^{|S_n|/20}}$; $n_0 = \frac{1 - 10^{|S_0|/20}}{1 + 10^{|S_0|/20}}$; $|S_n|$, $|S_0|$ – результаты измерений модулей коэффициентов отражения с исследуемым образцом и без исследуемого образца, дБ;

$$\alpha_n = -\pi/2 + \pi l / \lambda_v - \frac{\varphi_n}{2} = -\pi/2 + \pi l \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2} / \lambda_0 - \frac{\varphi_n}{2};$$

$$\alpha_0 = -\pi/2 + \pi l / \lambda_v - \frac{\varphi_0}{2} = -\pi/2 + \pi l \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2} / \lambda_0 - \frac{\varphi_0}{2};$$

φ_n , φ_0 – результаты измерений фазы коэффициентов отражения с исследуемым образцом и без исследуемого образца; l – расстояние от исследуемого образца до плоскости подключения короткозамыкателя, м; λ_0 , λ_v – длина волны СВЧ излучения в свободном пространстве и в волноводе соответственно, м.

Для измерения модулей $|S_n|$, $|S_0|$ и фаз φ_n , φ_0 коэффициентов отражения используется векторный анализатор цепей. Структурная схема установки, собираемой при измерениях, приведена на рис. 2 и состоит из векторного анализатора цепей (ВАЦ), волноводной камеры (ВК), короткозамыкателя (КЗ) и персонального компьютера (ПК).

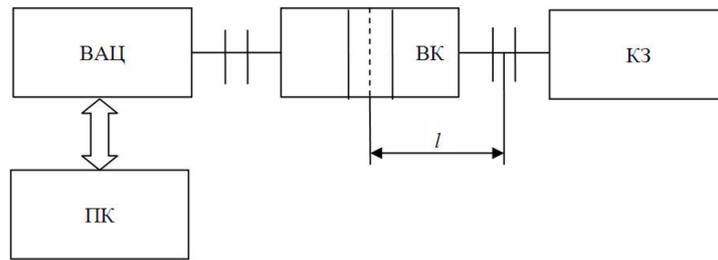


Рис. 2. Структурная схема установки с использованием векторного анализатора цепей

Калибровка используемого ВАЦ [5] осуществляется при использовании только КЗ. Это достигается за счет применения в измерительном СВЧ тракте ВАЦ фазовой манипуляции опорного СВЧ сигнала, что позволяет получить восемь комбинаций фазового сдвига в пределах от 0 до минус $\pi/2$. Для этого в ВАЦ используется дискретный фазовращатель типа периодически нагруженной линии передачи, в котором содержатся три ячейки, соединенные последовательно. При этом в каждой ячейке в волноводно-щелевую линию включены последовательно $p-i-n$ диоды, расположенные на расстоянии $\lambda_{вср}/4$ друг от друга, где $\lambda_{вср}$ – длина волны в волноводе при среднем значении диапазона перестройки частоты. Переключение $p-i-n$ диодов из закрытого состояния в открытое обеспечивает изменение собственной реактивности $p-i-n$ диодов, которая соответствует создаваемому фазовому сдвигу. Конструктивные элементы выбраны таким образом, чтобы при среднем значении диапазона перестройки частоты сдвиг фаз при переключениях соответствовал приблизительно минус $\pi/6$. При этом благодаря тому, что отдельные ячейки дискретного фазовращателя коммутируются независимо друг от друга, в ВАЦ обеспечивается восемь возможных значений фазового сдвига. Благодаря применению такой фазовой манипуляции и специального алгоритма обработки измерительной информации появляется возможность использовать при калибровке только КЗ (это соответствует структуре короткозамкнутой волноводной камеры) без применения дорогостоящих эталонов – мер фазового сдвига.

В адмитансе Y можно выделить действительную G и мнимую B части:

$$G = \frac{n_n (1 + \operatorname{tg}^2 \alpha_n)}{n_n^2 + \operatorname{tg}^2 \alpha_n} - \frac{n_0 (1 + \operatorname{tg}^2 \alpha_0)}{n_0^2 + \operatorname{tg}^2 \alpha_0}; \quad (5)$$

$$B = \frac{(1 - n_n^2) \operatorname{tg} \alpha_n}{n_n^2 + \operatorname{tg}^2 \alpha_n} - \frac{(1 - n_0^2) \operatorname{tg} \alpha_0}{n_0^2 + \operatorname{tg}^2 \alpha_0}. \quad (6)$$

Измерения проводятся в два этапа. На первом этапе измеряют модули и фазы коэффициентов отражения в диапазоне перестройки частоты при незаполненном материалом стерженьке – $|S_0|$ и φ_0 . На втором этапе измеряют модули и фазы коэффициентов отражения в диапазоне перестройки частоты при заполненном материалом стерженьке – $|S_n|$ и φ_n . Расстояние между стерженьком и выходным фланцем волноводной камеры известно по результатам метрологической аттестации с высокой степенью точности. Плоскость короткого замыкания может перемещаться с помощью микрометрического винта короткозамыкателя, и она устанавливается в положения, чтобы интервал между стерженьком и плоскостью короткого замыкания был равен

$$l = \frac{n}{2} \cdot \lambda_{\text{всп}}, \quad (7)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$

Это обеспечивает наибольшую чувствительность измерений.

Комплексная диэлектрическая проницаемость и ее составляющие рассчитываются по формулам:

$$\varepsilon = \varepsilon' + j\varepsilon''; \quad (8)$$

$$\varepsilon' = 1 + \left[2 \left(\frac{\lambda_0}{\pi d} \right)^2 + 0,5 \right] \cdot \frac{u}{u^2 + v^2}; \quad (9)$$

$$\varepsilon'' = \left[2 \left(\frac{\lambda_0}{\pi d} \right)^2 + 0,5 \right] \cdot \frac{v}{u^2 + v^2}, \quad (10)$$

где ε – комплексная диэлектрическая проницаемость; ε' и ε'' – действительная и мнимая составляющая диэлектрической проницаемости соответственно; d – диаметр стерженька; u и v – переменные, введенные для упрощения выражения, рассчитываемые по формулам:

$$u = 2 \sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} \left[\frac{1}{\sqrt{n^2 - (2a/\lambda)^2}} - \frac{1}{n} \right] - 1,75 + \ln 4a/\pi d + \frac{2\lambda_{\text{в}}}{a} \frac{B}{B^2 + G^2}; \quad (11)$$

$$v = \frac{2\lambda_{\text{в}}}{a} \frac{B}{B^2 + G^2}, \quad (12)$$

где a – размер широкой стенки волновода.

Предлагаемый метод измерений позволяет не проводить измерение токов и, соответственно, исключить из установки: вентиль; зонд отбора мощности; микрометрический винт; термостатирующую рубашку; термостат; фильтр СВЧ; частотомер. За счет упрощения измерительной установки уменьшается погрешность измерения, поскольку исключаются несколько инструментальных погрешностей.

Таким образом, за счет упрощения измерительной установки (исключаются дополнительные источники погрешности) и расчета эквивалентной нормированной проводимости непосредственно из значений КСВН возрастает точность проводимых измерений.

Дополнительным преимуществом предлагаемого способа измерений является снижение стоимости используемого оборудования и уменьшение трудозатрат на проведение измерений, поскольку значительно облегчается процесс проведения измерений и обработки полученных результатов.

Для векторного анализатора цепей было разработано специальное программное обеспечение «MeasurementCells», позволяющее производить расчеты диэлектрической проницаемости автоматически во время измерения S -параметров образцов.

С помощью метода цилиндрического стерженька с использованием ВАЦ были проведены исследования диэлектрических свойств фторопласта и текстолита, поскольку эти

материалы широко применяются в качестве конструкционных в радиоэлектронной технике.

Рассчитанные по данным измерений зависимости диэлектрической проницаемости от частоты для фторопласта и текстолита приведены на рис. 3 и 4 соответственно. Значение расширенной неопределенности составило для фторопласта 1,2 %, для текстолита – 2,2 %. Таким образом, можно говорить о том, что разработанная методика работоспособна и может быть использована в дальнейших исследованиях свойств различных материалов.

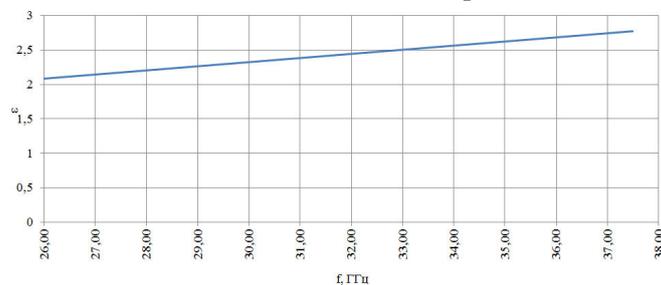


Рис. 3. Зависимость диэлектрической проницаемости от частоты для фторопласта

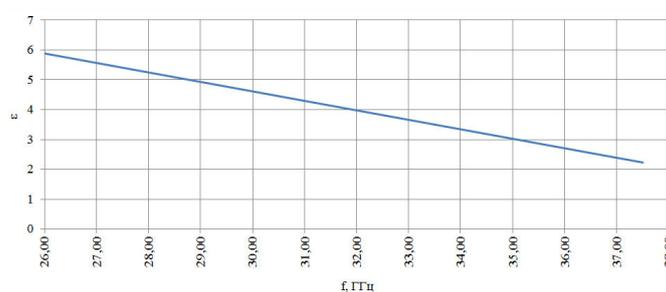


Рис. 4. Зависимость диэлектрической проницаемости от частоты для текстолита

Заключение

Рассмотрен модифицированный метод «цилиндрического стерженька» с использованием векторного анализатора цепей. Разработан алгоритм определения диэлектрической проницаемости. На основе измерений амплитуды и фазы коэффициента отражения для текстолита и фторопласта получены зависимости диэлектрической проницаемости этих материалов от частоты в диапазоне 25,95–37,5 ГГц. Значение расширенной неопределенности составило для фторопласта 1,2 %, для текстолита – 2,2 %, что свидетельствует о работоспособности разработанной методики и ее применимости в исследованиях свойств различных материалов.

Список литературы

1. Харвей А.Ф. Техника сверхвысоких частот. Т. 1. М.: Сов. радио, 1965. 775 с.
2. Handjojo L.F. Sensitivity analysis of two-port transmission line technique for dielectric property measurement using dielectric plugs. Colorado State University, 1999.
3. Le Bot J., Le Montagner S. Methode de mesure de la constante dielectrique comptes rendus // Comptes Rendus. 1953. Vol. 236, № 5. P. 469.
4. Радин Ю.П. Об одном методе измерения диэлектрической проницаемости в сантиметровом диапазоне // Изв. ВУЗов. Радиофизика. 1958. Т. 1, № 5–6. С. 177–179.
5. Способ формирования напряжений, несущих информацию о квадратурных составляющих S-параметров СВЧ устройств: пат. 22074 Респ. Беларусь / А.В. Гусинский, А.М. Кострикин, Д.А. Кондрашов, А.В. Сайков, В.П. Липатников, Н.А. Певнева; дата публ.: 30.08.2018.

References

1. Harvej A.F. Tehnika sverhvysokih chastot. T. 1. M.: Sov. radio, 1965. 775 s. (in Russ.)
2. Handjojo L.F. Sensitivity analysis of two-port transmission line technique for dielectric property measurement using dielectric plugs. Colorado State University, 1999.

3. Le Bot J., Le Montagner S. Methode de mesure de la constante dielectrique comptes rendus // Comptes Rendus. 1953. Vol. 236, № 5. P. 469.
4. Radin Ju.P. Ob odnom metode izmerenija dijelektricheskoj pronicaemosti v santimetrovom diapazone // Izv. VUZov. Radiofizika. 1958. T. 1, № 5–6. S. 177–179. (in Russ.)
5. Sposob formirovaniya naprjazhenij, nesushhih informaciju o kvadraturnyh sostavljajushhih S-parametrov SVCh ustrojstv: pat. 22074 Resp. Belarus' / A.V. Gusinskij, A.M. Kostrikin, D.A. Kondrashov, A.V. Sajkov, V.P. Lipatnikov, N.A. Pevneva; data publ.: 30.08.2018. (in Russ.)

Сведения об авторах

Певнева Н.А., научный сотрудник Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

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

Кострикин А.М., к.т.н., заместитель директора Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный
университет информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293-20-92;
e-mail: saphir-n@mail.ru
Певнева Наталья Алексеевна

Information about the authors

Pevneva N.A., researcher of Center 1.9 of R&D department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Gurskii AL, D.Sci, professor, professor of information protection department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Kostrikin A.M., PhD, deputy director of Center 1.9 of R&D 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. +375-17-294-55-08;
e-mail: saphir-n@mail.ru
Pevneva Natalia Alekseevna

УДК 620.191.:621.373.820

ВЛИЯНИЕ РЕЖИМОВ ФОРМИРОВАНИЯ СИЛИЦИДА ПЛАТИНЫ МЕТОДОМ БЫСТРОЙ ТЕРМООБРАБОТКИ НА ПАРАМЕТРЫ ДИОДОВ ШОТТКИ

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

*Открытое акционерное общество «ИНТЕГРАЛ» –
управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ», Республика Беларусь*

Поступила в редакцию 7 декабря 2018

Аннотация. Приведены результаты исследования влияния режимов формирования силицида платины с применением быстрой термической обработки на электрофизические параметры диодов Шоттки. Показано, что данная обработка, по сравнению с традиционной, позволяет за счет уменьшения микрорельефа границы раздела PtSi–Si, а также получения в результате обработки менее дефектной и равновесной структуры барьерного слоя повысить высоту барьера с 0,804 до 0,825 В, снизить ток утечки с $-4,42 \cdot 10^{-6}$ до $-2,85 \cdot 10^{-6}$ А и в 1,25 раза повысить надежность диодов Шоттки при температуре эксплуатации 125 °С.

Ключевые слова: диод Шоттки, быстрая термообработка, силицид платины, высота барьера, ток утечки.

Abstract. The results of studying of the impact of formation modes of platinum silicide using quick heat treatment on electrophysical parameters of Schottky diodes are presented. It is shown that this treatment, as compared to the traditional one, allows at the cost of reducing of microrelief of boundary of PtSi–Si, and also obtaining as a result of treatment a less defective and equilibrium structure of the barrier layer, to raise barrier height from 0,804 to 0,825 V, to reduce leakage current from $-4,42 \cdot 10^{-6}$ to $-2,85 \cdot 10^{-6}$ A and in 1,25 times and to raise the reliability of Schottky diodes at operating temperature 125 °C.

Key words: Schottky diode, quick heat treatment, platinum silicide, barrier height, leakage current.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 119, No. 1, pp. 62-66
**The impact of formation modes of platinum silicide
by the quick heat treatment on Schottky diodes parameters**
V.A. Saladukha, V.A. Pilipenko, V.A. Gorushko, V.A. Philippenya

Введение

Одним из перспективных классов дискретных полупроводниковых приборов элементной базы силовой электроники являются диоды Шоттки, основанные на использовании свойств выпрямляющего контакта металл-полупроводник. Благодаря таким фундаментальным преимуществам над диодами на основе *p-n* переходов, как отсутствие в их структуре неосновных носителей заряда, а также весьма малое прямое падение напряжения при одинаковой плотности тока, они нашли широкое применение в полупроводниковой технике в качестве ограничительных элементов, препятствующих насыщению тока транзисторов, и дискретных элементов логических и запоминающих матриц. Основным недостатком диодов Шоттки является зависимость их электрических характеристик от состояния границы раздела металл-полупроводник. Для формирования диодов Шоттки с заданными электрофизическими параметрами необходимо определить режимы формирования и топологию диодной структуры, а также обеспечить необходимую величину барьера Шоттки. Использование чистых металлов в качестве материала барьера Шоттки

приводит к дополнительным утечкам в связи с наличием на границе раздела промежуточного слоя с высокой плотностью поверхностных состояний [1]. Кроме того, некоторые металлы склонны к взаимодействию с поверхностью полупроводника с образованием химических соединений либо твердых растворов, что приводит к нестабильности электрофизических параметров диодов Шоттки [2, 3].

В настоящее время в качестве барьера Шоттки широкое распространение получили силициды различных металлов [4]. К преимуществам силицидов относят их лучшую химическую стойкость. Кроме того, они могут быть получены путем твердофазной реакции металла с кремнием при отжиге металлических пленок, нанесенных на его поверхность, обеспечивая лучшую чистоту границы раздела. Применение высоких температур в данном случае приводит к существенному изменению микрорельефа границы раздела силицид–кремний. При этом, чем выше температура и длительность обработки, тем более развитым формируется микрорельеф границы раздела, что вызывает значительное увеличение тока утечки диодов Шоттки [5, 6]. Это привело к поиску альтернативных путей реализации диффузионного синтеза силицидов за счет значительного снижения времени без существенного изменения температуры его проведения. Такой подход может быть реализован при использовании быстрой термической обработки, обеспечивающей высокие скорости нагрева, и сохранении эффективности длительной термической обработки [7–9].

Цель настоящей работы – исследование влияния формирования силицида платины методом быстрой термообработки на параметры диодов Шоттки.

Объекты и методика эксперимента

Для формирования барьерных слоев использовали силицидные структуры платины. Пленки платины толщиной 40 нм наносились на подложку монокристаллического кремния КЭФ 0,5 (111) путем магнетронного распыления мишени из платины с чистотой 99,93 % на установке «MRC 603» с криогенной откачкой до давления не хуже $5 \cdot 10^{-5}$ Па. В качестве рабочей среды использовался аргон, чистота которого составляла 99,993 %. Для протекания реакции твердофазного синтеза между металлом и кремнием проводился стационарный отжиг в диффузионной системе СДОМ 3/100 в одну или две стадии в кварцевом реакторе с холодным краем. Температура и время составляли для первой стадии 350 °С и 180 мин, а для второй стадии, а также одностадийного отжига – 550 °С и 30 мин. Указанные термообработки осуществляли в среде осушенного азота марки А [10].

Быстрая термическая обработка (БТО) проводилась в режиме теплового баланса путем облучения нерабочей стороны пластины некогерентным световым потоком в атмосфере азота в течение 7 с при температурах 200–550 °С. Источником излучения в установке служили кварцевые галогенные лампы накаливания. Контроль температуры осуществлялся термометрическим методом, обеспечивающим измерение реальной температуры образца при БТО с точностью $\pm 0,5$ °С. Снятие не прореагировавших остатков платины осуществлялось в царской водке при температуре 75 °С в течение 5 мин.

Высоту барьера Шоттки и ток утечки определяли методом ВАХ в соответствии с выражением [3] $\varphi_{\text{во}} = (kT/q) \ln A^{**} T^2 / I_s$, где I_s – ток насыщения, величину которого определяли путем экстраполяции начального участка прямой ветви ВАХ к $V = 0$; A^{**} – постоянная Ричардсона; T – абсолютная температура; q – заряд электрона; k – постоянная Больцмана. Погрешность в определении высоты барьера Шоттки составляла $\pm 0,005$ эВ.

Измерения ВАХ проводились на комплексе прецизионных измерений характеристик элементной базы ИМС В1500 ф. Agilent (США) с зондовой станцией Summit 11000 AP ф. Cascade. Исследования морфологии поверхности пленок силицида платины, а также границы его раздела с кремнием проводились на растровом электронном микроскопе S-4800 ф. Hitachi (Япония) с разрешением 1 нм.

Результаты исследования и их обсуждение

Результаты сравнительного анализа величины барьера Шоттки, сформированного с использованием длительной и быстрой термической обработки, и его тока утечки приведены в табл. 1.

Таблица 1. Контактные свойства барьеров PtSi на кремнии, полученных при различных видах и режимах термообработки

Вид обработки	Режим обработки	Высота барьера, В	Обратный ток, А (V _R = 45 В)
Одностадийная ДТО	T = 550 °С, 30 мин в среде N ₂	0,804	-6,58·10 ⁻⁶
Двухстадийная ДТО	1 стадия T = 350 °С, 180 мин 2 стадия T = 550 °С, 30 мин в среде N ₂	0,804	-3,77·10 ⁻⁶
БТО	T = 400 °С, 7 с в среде N ₂	0,793	-5,00·10 ⁻²
БТО	T = 450 °С, 7 с в среде N ₂	0,803	-1,27·10 ⁻²
БТО	T = 500 °С, 7 с в среде N ₂	0,804	-3,83·10 ⁻³
БТО	T = 550 °С, 7 с в среде N ₂	0,825	-2,57·10 ⁻⁶

Из табл. 1 следует, что проведение БТО системы Pt–Si при температуре 400 °С приводит к образованию барьера высотой 0,793 В, имеющего ток утечки $-5,00 \cdot 10^{-2}$ А. При длительной термообработке как в одностадийном, так и в двухстадийном режиме высота барьера значительно выше и составляет 0,804 В, а ток утечки для одностадийного отжига $-6,58 \cdot 10^{-6}$ А, а двухстадийного $-3,77 \cdot 10^{-6}$ А. Такое различие данных параметров обусловлено тем, что при данной температуре БТО формируется барьерный слой, содержащий две фазы силицида платины – PtSi и Pt₂Si, каждая из которых имеет определенную высоту барьера. По литературным данным, для фазы Pt₂Si ее величина составляет 0,78 В, что значительно ниже, чем для фазы PtSi [4]. Таким образом, высота барьера, имеющего две фазы силицида платины ниже, чем для однофазного барьера на основе PtSi. Следует отметить, что при данной температуре БТО кристаллическая решетка такой двухфазной системы имеет значительную дефектность и является термодинамически неустойчивой, что приводит как к уменьшению высоты барьера, так и росту его тока утечки.

Повышение температуры БТО до 450 °С приводит к росту высоты барьера Шоттки до величины 0,803 В и уменьшению его тока утечки до $-1,27 \cdot 10^{-2}$ А. Однако величина тока утечки значительно превышает данную величину барьерного слоя, изготовленного по традиционной технологии с использованием длительной термообработки для формирования PtSi. Это указывает на то, что при температуре БТО 450 °С формируется барьерный слой, содержащий лишь одну фазу силицида платины – PtSi, но имеющий по-прежнему высокую дефектность и термодинамически неустойчивую структуру, которая способствует увеличению тока утечки. Дальнейшее повышение температуры БТО до 500 °С позволяет незначительно увеличить значение высоты барьера до 0,804 В и снизить его ток утечки до $-3,83 \cdot 10^{-3}$ А. И только БТО при температуре 550 °С приводит к росту высоты барьера до 0,825 В и резкому уменьшению тока его утечки до $-2,57 \cdot 10^{-6}$ А.

Как отмечалось ранее, электрические характеристики диодов Шоттки во многом зависят от состояния границы раздела металл–полупроводник. В связи с этим проводилось исследование состояния границы раздела кремний–силицид платины в зависимости от режимов формирования силицида и ее влияние на электрические параметры барьера. Из рис. 1, где приведены сколы структуры Pt–Si после быстрой и длительной термообработок, видно, что микрорельеф границы раздела при БТО 550 °С менее развит (рис. 1, а), чем в случае длительной термообработки (рис. 1, б, в), где имеют место углубления в кремнии, вершины которых в 3–4 раза больше, чем при БТО. Такие углубления являются местами пробоя в контакте и причинами увеличенного обратного тока, поскольку на их вершинах электрическое поле максимально. При этом, чем глубже и острее вершина, тем выше электрическое поле, а следовательно, выше его ток утечки. Кроме того, наличие такого микрорельефа на границе раздела силицид–кремний приводит к увеличению электрически активной площади контакта, что, в свою очередь, вызывает увеличение тока утечки. В случае БТО при твердофазном синтезе PtSi острые вершины в Si практически отсутствуют, что и обуславливает уменьшение токов утечки и повышение величины барьера Шоттки.

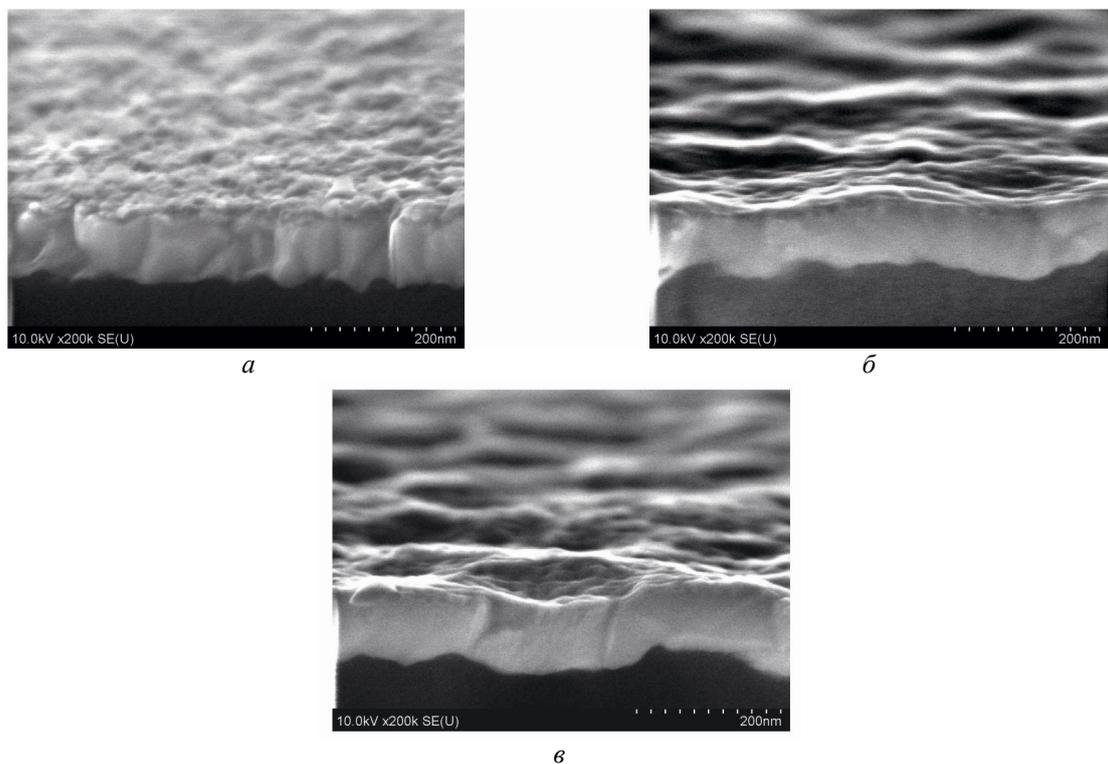


Рис. 1. Сколы структуры Pt–Si после: *a* – БТО при 550 °С, 7 с; *б* – длительной термообработки при 350 °С, 180 мин + 550 °С, 30 мин; *в* – длительной термообработки при 550 °С, 30 мин

Другим фактором, влияющим на ток утечки через барьерный слой на основе силицида платины, является совершенство его микроструктуры. Наличие в слое структурных дефектов и низкое ее термодинамическое равновесие вызывает не только уменьшение высоты барьера, как показано выше, но и увеличивает ток утечки через такой барьерный слой. При этом, чем выше это несовершенство, тем выше ток утечки. Это означает, что одним из условий получения низкого тока утечки через барьерный слой является улучшение структуры силицида платины. Как видно из результатов исследований (рис. 2), применение БТО при температуре 550 °С позволяет в отличие от длительных термообработок получить структуру силицида платины, имеющую меньшие размеры зерен. Такая структура является менее дефектной и более равновесной, а также термодинамически устойчивой, следовательно, ток утечки через нее будет ниже. Следует отметить, что формирование такой структуры при БТО происходит при температуре не ниже 550 °С, т. е. носит пороговый характер, аналогичный отжигу слоев кремния, аморфизированных в процессе ионного легирования, когда процесс твердофазной рекристаллизации идет за счет отжига структурных дефектов. Это означает, что в случае формирования силицида платины методом БТО при температуре 550 °С образуется малодефектная и равновесная структура, обеспечивающая резкое уменьшение тока утечки.

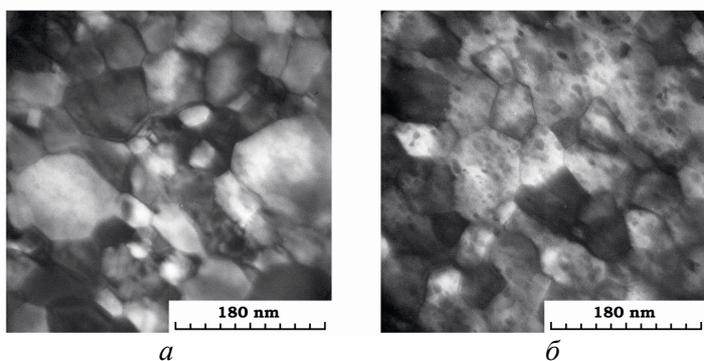


Рис. 2. Светлопольные ПЭМ-фотографии пленки PtSi на кремнии сформированной методом: *a* – длительной термообработки пленки Pt на Si при 550 °С в течение 30 мин; *б* – быстрой термообработки при 550 °С в течение 7 с

На основании проведенных исследований была изготовлена диодная сборка КДШ2932 с общим катодом, состоящая из двух кремниевых эпитаксиально-планарных диодов с барьером Шоттки, выполненная в пластмассовых корпусах. Анализ ВАХ данных приборов (рис. 3, табл. 2) показывает, что ток утечки диодов Шоттки, изготовленных с применением БТО для формирования силицида платины, в 1,57 раза ниже, чем на приборах, полученных по традиционной технологии с применением длительной термообработки. При этом в первом случае высота барьера составляет 0,825 В, а во втором – 0,804 В. Такое увеличение высоты барьера и уменьшение токов утечки обусловлены причинами, описанными выше.

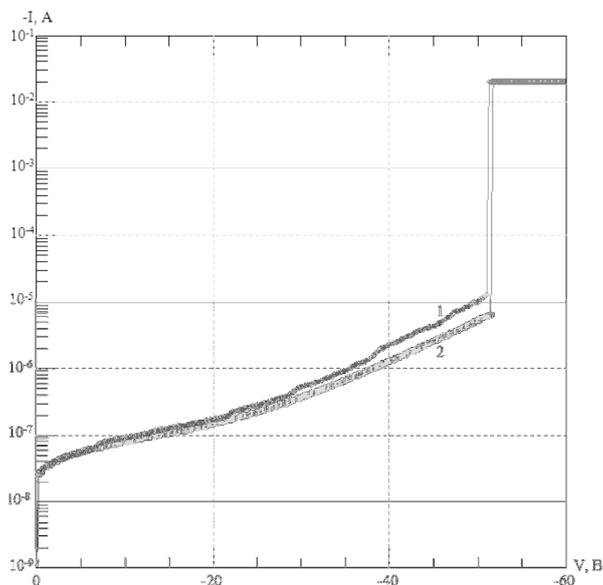


Рис. 3. Вольтамперные характеристики диодных сборок КДШ2932, изготовленных:
 1 – по традиционной технологии (I стадия 350 °С 180 мин + II стадия $T = 550$ °С, $t = 30$ мин);
 2 – с применением БТО ($T = 550$ °С, $\tau = 7$ с)

Важным параметром, определяющим надежность диодов Шоттки, является поведение тока утечки в температурном диапазоне от -25 до $+125$ °С. Анализ его величины проводился при обратном смещении -45 В для диодов, изготовленных как по стандартному процессу формирования силицида платины, так и с применением БТО. В обоих случаях с повышением температуры наблюдается рост тока утечки. Так, при -25 °С для традиционного процесса он составляет $-4,15 \cdot 10^{-6}$ А, а при использовании БТО – $-3,89 \cdot 10^{-6}$ А. Дальнейшее увеличение температуры до 27 °С приводит к незначительному его росту в первом случае до $-5,12 \cdot 10^{-6}$ А, а во втором – до $-4,82 \cdot 10^{-6}$ А. Иная картина наблюдается при температуре испытаний 75 °С, при которой в случае длительной термообработки величина тока утечки составляет $-4,05 \cdot 10^{-5}$ А, а в случае быстрой термообработки – $-3,79 \cdot 10^{-5}$ А, т. е. в обоих случаях имеет место увеличение тока утечки в 10 раз. Повышение температуры испытаний до 125 °С приводит к дальнейшему росту тока утечки, который в первом случае достигает величины $-100,7 \cdot 10^{-5}$ А, а во втором – $-80,3 \cdot 10^{-5}$ А, что на два порядка выше по сравнению с комнатной температурой. Учитывая, что при температуре 125 °С величина тока утечки, согласно паспортным данным на изделие КДШ2932, не должна превышать $25 \cdot 10^{-3}$ А, то в обоих случаях данная величина более чем на два порядка ниже. При этом запас надежности в случае формирования силицида платины методом БТО в 1,25 раза выше, чем при стандартной технологии.

Таблица 2. Электрические характеристики диодных сборок КДШ2932, изготовленных по стандартной технологии и с применением БТО

Параметры	Тип технологического процесса	
	стандартный	с БТО
Ток утечки затвора, А (обратное смещение -45 В)	$4,48 \cdot 10^{-6}$	$2,85 \cdot 10^{-6}$
Высота барьера Шоттки, В	0,804	0,825

Заклучение

Использование в технологическом процессе создания диодов Шоттки быстрой термической обработки для формирования барьера на основе силицида платины позволяет, по сравнению с традиционным методом, повысить его высоту с 804 до 0,825 В, снизить ток утечки с $(-6,58...-3,77) \cdot 10^{-6}$ А до $-2,57 \cdot 10^{-6}$ А и в 1,25 раза повысить их надежность при температуре эксплуатации 125°C за счет уменьшения микрорельефа границы раздела PtSi-Si, а также получения менее дефектной и равновесной структуры барьерного слоя силицида платины.

Список литературы / References

1. Roderick E.Kh. Metal-semiconductor contacts. M.: Radio and communication, 1982. 216 p.
2. Strikha V.I., Buzaneva E.V. Physical basis of the reliability of metal-semiconductor contacts in integrated electronics. M.: Radion and communication, 1987. 256 p.
3. VLSI Technology / Ed. by S.M. Zi. Vol. 2. M.: Mir, 1986. 453 p.
4. Miurarka Sh.P. Silicides for VLSI. M.: Mir, 1986. 176 p.
5. Low-temperature formation method of contact layer of platinum silicide for high-power Schottky diodes / F.F. Komarov [et al.] // Reports of Belarus National Academy of Sciences. 2013. T. 53, No. 2. P. 38–42.
6. Two-step low temperature annealing for the Nickel-Platinum compound silicide formation for high-power Schottky diodes / V. Saladukha [et al.] // IX International Conference «Ion Implantation and Other Application of Ions and Electrons». Poland, Kazimierz Dolny, 25–28 June 2012. P. 99–100.
7. The formation of silicides by pulse heat treatment of film structures / V.A. Labunov [et al.] // Foreign electronic technique. 1985. No. 8. P. 27–53.
8. Pilipenko V.A., Ponomar V.N., Gorushko V.A. Properties controlling of thin-film systems using pulse photon treatment // Engineering-physical journal. 2003. Vol. 76, No. 4. P. 95–98.
9. Singh R., Nulman J. Development trends in the direction of rapid isothermal processing (RIP) dominated silicon integrated circuit fabrication // Material research society. 1991. P. 441–448.
10. Standart 11 050.003-83. Gases used in the manufacture of Electronics Articles. Technical requirements and control methods.

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 «Белмикрoанализ» ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ».

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

Филипеня В.А., ведущий инженер ГЦ «Белмикрoанализ» 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».

Pilipenko V.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».

Filipenya 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
Pilipenko Uladzimir Aleksandrovich

УДК 621.396.96

СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТ СЛЕДОВАНИЯ ЛОПАСТЕЙ ВИНТОВ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА НА ОСНОВЕ СВЕРТКИ СПЕКТРА «ВТОРИЧНОЙ» МОДУЛЯЦИИ

С.Р. ГЕЙСТЕР¹, Т.Т. НГУЕН²

¹Научно-исследовательский институт Вооруженных Сил Республики Беларусь, Республика Беларусь

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 7 декабря 2018

Аннотация. Предлагается новый способ измерения частот следования лопастей винтов летательного аппарата (в частности, несущего (НВ) и рулевого (РВ) винтов вертолета) для цепей адаптации радиолокационного датчика (РЛД) с обращенным синтезом апертуры антенны. В основе способа лежит свертка спектра «вторичной» модуляции сигнала с одновременной компенсацией доплеровской частоты отраженного сигнала. Это позволяет в типовых для РЛД условиях быстрого изменения доплеровской частоты обеспечить длительное когерентное накопление и, соответственно, высокую точность измерения частот вращения винтов.

Ключевые слова: частота вращения, частота следования лопастей, несущий винт, рулевой винт, вертолет.

Abstract. A novel measurement method for repetition frequencies of the blades of an aerial vehicle (in part, helicopter's main and tail rotor) for adaptation circuits of the radar sensor with an inverse synthesis of antenna aperture is proposed. The method based on the convolution of the spectrum of the «secondary» modulation of the signal with simultaneous compensation of the Doppler frequency of the reflected signal. This allows in typical conditions for the radar sensor rapid change of Doppler frequency to provide a long coherent accumulation and, accordingly, high accuracy of measurement of the rotational frequencies of the rotors.

Keywords: rotational frequency, repetition frequency of the blades, main rotor, tail rotor, helicopter.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 119, No. 1, pp. 68-74

**Measurement method for repetition frequencies
of the blades of an aerial vehicle on the base of the convolution
of the «secondary» modulation spectrum**

S.R. Heister, T.T. Nguyen

Постановка задачи

Ошибка $\delta_{F_V} = \delta_{F_{LV}} / N_L$ измерения частоты вращения F_V винта с N_L лопастями определяет качество формирования радиолокационного изображения (РЛИ) винта и напрямую связана с ошибкой $\delta_{F_{LV}}$ измерения частоты следования импульсов «вторичной» модуляции $F_{LV} = N_L F_V$ (или частоты следования лопастей) для приближающихся (удаляющихся) лопастей в отраженном сигнале (ОС) винта. Для определения частоты F_V необходимо вначале точно измерить частоту следования F_{LV} приближающихся (удаляющихся) лопастей, а затем разделить ее на предполагаемое число лопастей N_L .

Обычно при распознавании самолетов частоту следования импульсов «вторичной» модуляции F_{LV} , формируемых лопастями винта (лопатками компрессора или турбины), определяют по спектру принятого сигнала [1]. Это возможно при двух условиях: первое – большое количество лопастей (лопатонок) и большая частота вращения вала компрессора (турбины) или тянущего винта; второе – малое изменение радиальной скорости летательного аппарата (ЛА) за время измерения, что напрямую связано с изменением ракурса наблюдения.

Оба условия нереализуемы при наблюдении ЛА в РЛД и, в частности, вертолетов на предельно малых высотах: частоты вращения НВ вертолета находятся в пределах $F_V = 3...5$ Гц при числе лопастей $N_L = 2...8$; дальность действия РЛД R_{RLD} небольшая (500...1000 м). Поэтому ракурс наблюдения в ходе полета ЛА относительно РЛД, ведущего мониторинг в секторе $\Delta\beta_{Tr(Rs)} \geq (20^\circ...40^\circ)$ под углом установки около 45° , будет быстро изменяться [2].

Изменение радиальной скорости ЛА относительно РЛД в ходе когерентного накопления ОС в узкополосных фильтрах быстрого преобразования Фурье (БПФ) вызывает «размывание» спектра «вторичной» модуляции и приводит или к неприемлемым ошибкам, или к принципиальной невозможности измерения частоты F_{LV} . Именно это является главной причиной невозможности применения традиционного способа измерения частоты вращения винта. Далее рассматривается новый способ измерения частоты следования импульсов «вторичной» модуляции F_{LV} (частоты следования приближающихся (удаляющихся) лопастей винта), устраняющий влияние быстрого изменения радиальной скорости, обеспечивающий свертку спектра «вторичной» модуляции (ССВМ) ОС винта и когерентное накопление свертки.

Физические основы когерентного накопления свертки спектральных составляющих «вторичной» модуляции отраженного сигнала винта

При монохроматическом зондирующем сигнале (МХЗС) отраженный от винта сигнал $U_{PL_V}(t)$ включает [3, 4] последовательности амплитудно-фазомодулированных импульсов «вторичной» модуляции от приближающихся (ПЛ) $U_{P_PL_V}(t)$ и удаляющихся (УЛ) $U_{P_UL_V}(t)$ лопастей, следующих с одинаковым периодом $T_p = 1 / F_{LV}$. Спектр комплексной огибающей ОС винта формируется относительно доплеровской частоты $F_{допК}$ корпуса ЛА и при МХЗС (см. рис. 1) имеет огибающую, определяемую спектром одиночного импульса «вторичной» модуляции, формируемого ПЛ, и спектром одиночного импульса «вторичной» модуляции, формируемого УЛ. Под огибающей на частотах $F_\xi(n) = F_{допК} + nN_L F_V$, $n = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N_\xi$ располагаются дискретные составляющие, обусловленные периодичностью ОС ПЛ и УЛ винта, где N_ξ – число анализируемых спектральных составляющих. Составляющие «вторичной» модуляции в левой части амплитудно-фазочастотных спектров (АФЧС) ОС НВ (или РВ) обозначим как ξ_{-n} , а в правой части – как ξ_{+n} .

На основе моделирования с использованием моделей ОС, описанных в [3], проведены исследования разностей фаз между соседними спектральными составляющими АФЧС ОС НВ и ОС РВ зависшего вертолета на примере Ми-2 ($V_t = 0$ м/с). Формировались и исследовались свертки $\xi_{-n}\xi_{-(n+1)}^*$ и $\xi_{n+1}\xi_n^*$. Исследования позволили выявить следующие важные свойства АФЧС «вторичной» модуляции ОС НВ и ОС РВ.

Первое – разности фаз между соседними спектральными составляющими для каждой (правой или левой) части АФЧС ОС НВ (или РВ) практически одинаковы.

Второе – фазы свертки в левой $\xi_{-n}\xi_{-(n+1)}^*$ и правой $\xi_{n+1}\xi_n^*$ частях спектра ОС НВ Ми-2, у которого количество лопастей нечетное, отличаются на 180° , а для спектра ОС РВ Ми-2, у которого количество лопастей четное, практически одинаковы.

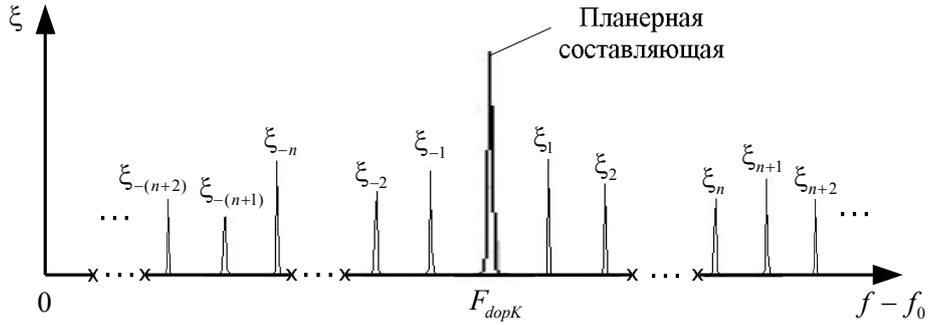


Рис. 1. Спектр сигнала «вторичной» модуляции винта

Свойства АФЧС комплексной огибающей ОС винта являются физической основой для реализации свертки спектра «вторичной» модуляции ОС винта:

1. Когерентные свойства свертки соседних спектральных составляющих «вторичной» модуляции позволяют реализовать свертку всех спектральных составляющих отдельно для правой и отдельно для левой частей спектра «вторичной» модуляции. Свертка спектра «вторичной» модуляции в спектральной области формируется следующим образом:

$$\text{для ОС ПЛ} \quad \xi_{\Sigma_PL} = \sum_{n=1}^{N_{\xi}-1} \xi_{n+1} \xi_n^* ; \quad (1a)$$

$$\text{и для ОС УЛ} \quad \xi_{\Sigma_UL} = \sum_{n=1}^{N_{\xi}-1} \xi_{-n} \xi_{-(n+1)}^* . \quad (1б)$$

2. Когерентность свертки правой и левой частей спектра «вторичной» модуляции винта позволяет сформировать общую свертку спектра «вторичной» модуляции (ССВМ) винта:

$$\text{при нечетном количестве лопастей} \quad \xi_{\Sigma_V} = \xi_{\Sigma_PL} - \xi_{\Sigma_UL} = \sum_{n=1}^{N_{\xi}-1} (\xi_{n+1} \xi_n^* - \xi_{-n} \xi_{-(n+1)}^*) ; \quad (2a)$$

$$\text{при четном количестве лопастей} \quad \xi_{\Sigma_V} = \xi_{\Sigma_PL} + \xi_{\Sigma_UL} = \sum_{n=1}^{N_{\xi}-1} (\xi_{n+1} \xi_n^* + \xi_{-n} \xi_{-(n+1)}^*) . \quad (2б)$$

Способ измерения частот следования лопастей несущего и рулевого винтов на основе свертки спектра «вторичной» модуляции сигнала

Способ измерения частоты следования лопастей винта может быть реализован в многоканальном устройстве (МКУ) свертки спектра «вторичной» модуляции (ССВМ), в произвольном канале которого вычисляется ССВМ ОС винта для измеряемой частоты F_{LV_izm} , устанавливаемой в диапазоне от F_{LV_min} до F_{LV_max} с шагом ΔF . Свертка может быть получена как во временной, так и в спектральной областях. Измеренное значение частоты \hat{F}_{LV} отождествляется с частотой настройки канала F_{LV_izm} , на выходе которого получен наибольший сигнал. При таком подходе потенциальная ошибка измерения частоты следования лопастей винта лежит в диапазоне $\pm 0,5\Delta F$. Частота $F_{LV_izm}(n)$ для канала с номером n описывается выражением:

$$F_{LV_izm}(n) = F_{LV_min} + n\Delta F, \quad n = \overline{0, N_F}, \quad N_F = \text{ceil}[(F_{LV_max} - F_{LV_min}) / \Delta F].$$

Структурные схемы каналов МКУ ССВМ с номерами n , в которых реализуется ССВМ ОС УЛ и ПЛ винта для частоты $F_{LV_izm}(n)$ во временной области, представлены на рис. 2. По аналогии с выражениями (1) эти схемы обеспечивают формирование во временной области свертки спектра «вторичной» модуляции ОС приближающихся лопастей

$$Z_{П_PL_V}(F_{LV_izm}(n)) = \int_0^{T_a} U_{P_PL_V}(t) U_{P_PL_V}^*(t) \exp[i2\pi F_{LV_izm}(n)t] dt \quad (3a)$$

и удаляющихся лопастей

$$Z_{II_UL_V}(F_{LV_izm}(n)) = \int_0^{T_a} U_{P_UL_V}(t) U_{P_UL_V}^*(t) \exp[i2\pi F_{LV_izm}(n)t] dt. \quad (36)$$

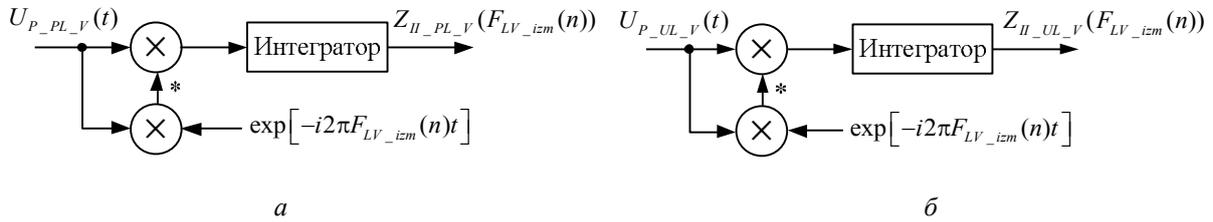


Рис. 2. Структурная схема n -го канала МКУ ССВМ для ОС ПЛ (а) и ОС УЛ (б) винта

В этих схемах одновременно выполняется автоматическая компенсация доплеровской частоты сигнала, отраженного от корпуса (планера) ЛА.

Структурные схемы устройств, реализующих способ измерения частоты следования лопастей НВ F_{L_NV} и РВ F_{L_RV} одновинтового вертолета на основе ССВМ ОС винта во временной области, представлены на рис. 3 и 4 соответственно.

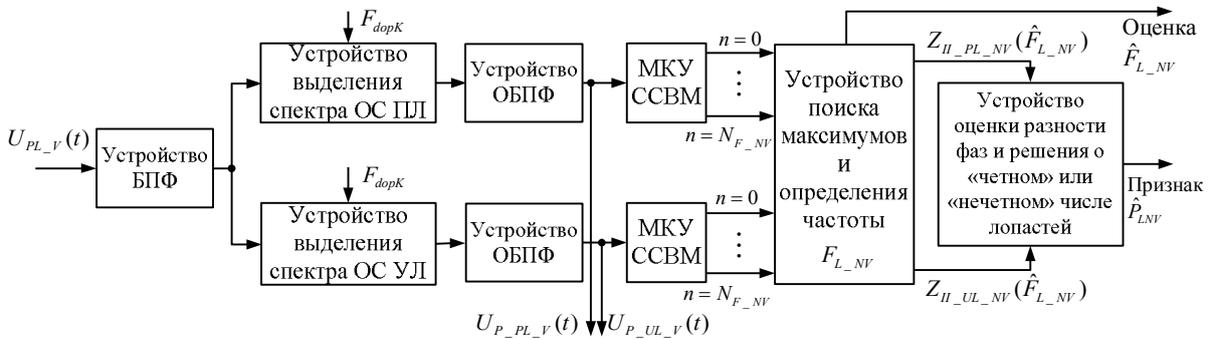


Рис. 3. Структурная схема устройства измерения частоты следования лопастей НВ

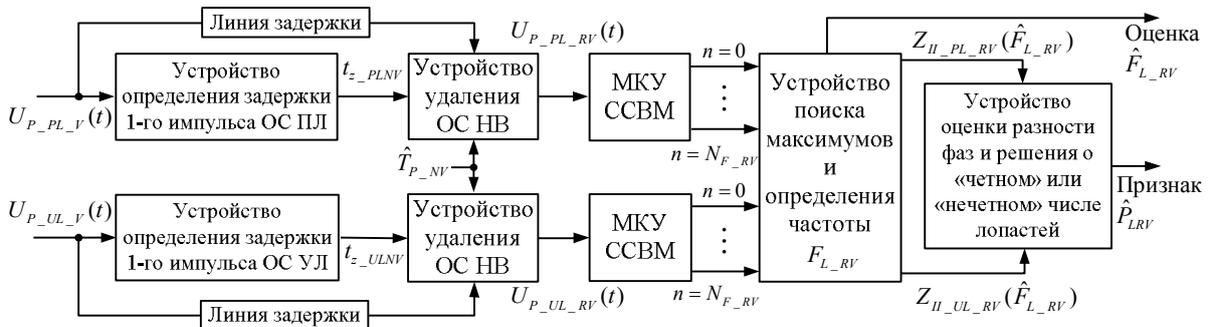


Рис. 4. Структурная схема устройства измерения частоты следования лопастей РВ

Принцип работы устройства измерения частоты следования лопастей НВ, представленного на рис. 3, следующий. ОС, из которого удалены отражения от корпуса и мешающие отражения (МО), поступает на вход устройства БПФ, на выходе которого формируется спектр. Затем относительно доплеровской частоты планера F_{dopK} выделяются спектры ОС ПЛ и УЛ винтов. Эти спектры преобразуются во временные реализации ОС ПЛ $U_{P_PL_V}(t)$ и ОС УЛ $U_{P_UL_V}(t)$ путем обратного БПФ (ОБПФ). Далее отраженные сигналы ПЛ и УЛ винтов запоминаются и поступают на входы одинаковых МКУ ССВМ. На выходах МКУ ССВМ формируются свертки $Z_{II_PL_NV}(F_{L_NV_izm}(n))$ и $Z_{II_UL_NV}(F_{L_NV_izm}(n))$. Свертки поступают в устройство поиска максимумов и определения частоты F_{L_NV} , где формируется

оценка частоты следования лопастей несущего винта \hat{F}_{L_NV} . В данном случае оценка частоты \hat{F}_{L_NV} соответствует частоте $F_{L_NV_izm}(n)$ канала, имеющего наибольший квадрат модуля свертки из $|Z_{II_PL_NV}(F_{L_NV_izm}(n))|^2$ и $|Z_{II_UL_NV}(F_{L_NV_izm}(n))|^2$. Признак \hat{P}_{LNV} «четного» («нечетного») числа лопастей НВ формируется на выходе устройства оценки разности фаз и решения о «четном» или «нечетном» числе лопастей, в котором вычисляется разность фаз $\Delta\varphi_{Z_NV}$ свертки $Z_{II_PL_NV}(\hat{F}_{L_NV})$ и $Z_{II_UL_NV}(\hat{F}_{L_NV})$. Признак «нечетное» число лопастей формируется при модуле разности фаз $|\Delta\varphi_{Z_NV}|$, близком к 180° , а признак «четное» число лопастей – при модуле разности фаз $|\Delta\varphi_{Z_NV}|$, близком к 0° .

Затем в устройстве, представленном на рис. 4, выполняется процесс измерения частоты следования лопастей рулевого винта F_{L_RV} и принятия решения о «четном» («нечетном») числе лопастей РВ. Отраженные сигналы ПЛ и УЛ винтов, сформированные путем ОБПФ в устройстве на рис. 3, поступают в устройства определения задержек первых импульсов «вторичной модуляции» в ОС ПЛ НВ t_{z_PLNV} и в ОС УЛ НВ t_{z_ULNV} относительно начала анализа. Затем на основе полученных задержек и периода повторения $\hat{T}_{P_NV} = 1/\hat{F}_{L_NV}$ путем временной селекции из ОС удаляются импульсы ПЛ и УЛ НВ. Полученные сигналы $U_{P_PL_RV}(t)$ и $U_{P_UL_RV}(t)$ для ПЛ и УЛ РВ поступают в два одинаковых МКУ ССВМ, на выходах которых формируются свертки $Z_{II_PL_RV}(F_{L_RV_izm}(n))$ и $Z_{II_UL_RV}(F_{L_RV_izm}(n))$. Частота следования лопастей РВ \hat{F}_{L_RV} определяется по наибольшему значению квадрата модуля свертки $|Z_{II_UL_RV}(F_{L_RV_izm}(n))|^2$ и $|Z_{II_PL_RV}(F_{L_RV_izm}(n))|^2$. Признак \hat{P}_{LRV} «четное» («нечетное») число лопастей РВ формируется по аналогии с формированием признака для НВ.

На основе измеренного значения частоты \hat{F}_{L_NV} (или \hat{F}_{L_RV}) можно получить оценку частоты вращения НВ (или РВ) делением \hat{F}_{L_NV} (или \hat{F}_{L_RV}) на предполагаемое число лопастей НВ (или РВ) и поиском реального сочетания частоты вращения и числа лопастей винта.

Заметим, что разработанный способ может также использоваться для измерения частоты следования лопастей винта двухвинтового вертолета и частоты следования лопастей винта (лопаток компрессора или турбины) самолета.

Результаты экспериментальных исследований способа

Условия исследований: вертолет Ми-2 удалялся от РЛД, зондирующий сигнал представлял собой МХЗС с круговой поляризацией и длиной волны $\lambda = 0,0125$ м. Квадратурные составляющие принятого сигнала на видеочастоте преобразовывались в цифровой вид с частотой дискретизации 96 кГц. Обработке подвергался преобразованный ОС, из которого были удалены ОС корпуса и мешающие отражения. Время когерентного накопления выбрано равным $T_a = 1,365$ с. Границы анализируемого диапазона частот следования лопастей для НВ приняты равными $F_{L_NV_min} = 9$ Гц и $F_{L_NV_max} = 20$ Гц, а для РВ – $F_{L_RV_min} = 40$ Гц и $F_{L_RV_max} = 80$ Гц. Шаг изменения частоты $\Delta F = 0,01$ Гц.

На рис. 5 (для НВ) и рис. 6 (для РВ) представлены зависимости квадратов модулей выходных свертки МКУ ССВМ от анализируемой частоты. Для уменьшения уровней боковых лепестков каналов МКУ ССВМ было использовано весовое окно Хеммига. Анализ зависимостей показывает, что свертка спектра ОС УЛ (или ПЛ) НВ (или РВ) имеет максимум

в районе частоты следования лопастей НВ (или РВ) в диапазоне анализируемых частот. Кроме того, на рис. 6 имеются небольшие дополнительные пики, обусловленные влиянием остатков ОС НВ и расположенные на частотах, кратных частоте следования лопастей НВ.

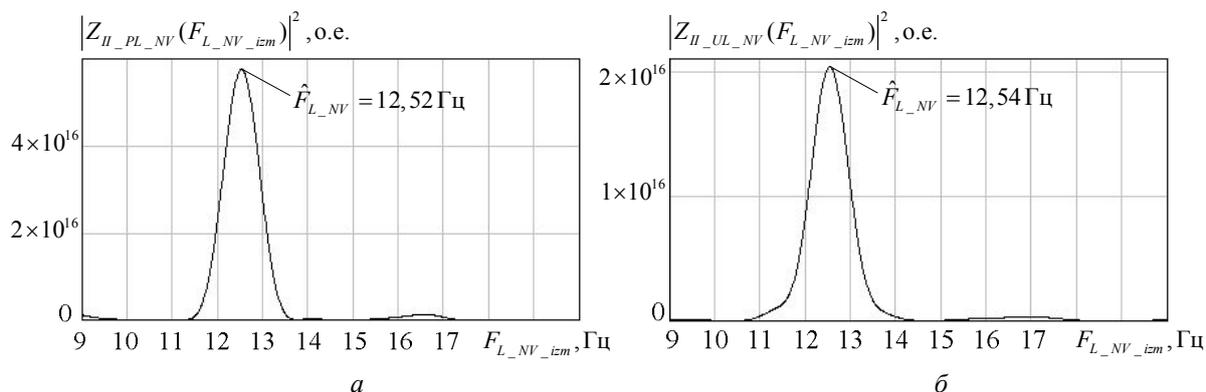


Рис. 5. Зависимости квадратов модулей выходных сверток МКУ ССВМ от измеряемой частоты, *a* – для ОС ПЛ НВ, *б* – для ОС УЛ НВ

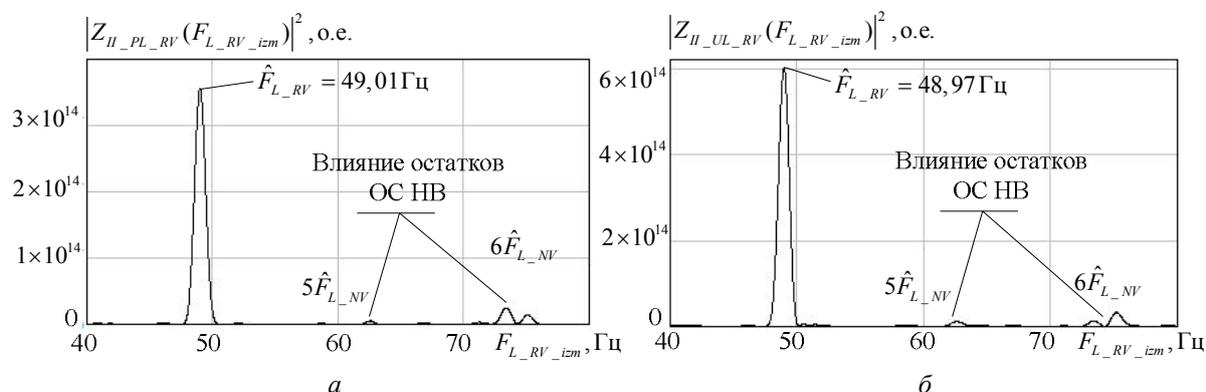


Рис. 6. Зависимости квадратов модулей выходных сверток МКУ ССВМ от измеряемой частоты, *a* – для ОС ПЛ РВ, *б* – для ОС УЛ РВ

Сравнение сверток, представленных на рис. 5, позволяет получить оценку частоты следования лопастей НВ – $\hat{F}_{L_{NV}} = 12,52$ Гц. Модуль разности фаз между свертками $Z_{II_PL_NV}(\hat{F}_{L_{NV}})$ и $Z_{II_UL_NV}(\hat{F}_{L_{NV}})$ составляет $|\Delta\varphi_{Z_{NV}}| = 188,48^\circ$ и, следовательно, НВ имеет нечетное число лопастей. Исходя из рис. 6 оценка частоты следования лопастей РВ составляет $\hat{F}_{L_{RV}} = 48,97$ Гц, а число лопастей РВ является четным, так как модуль разности фаз между свертками $Z_{II_PL_RV}(\hat{F}_{L_{RV}})$ и $Z_{II_UL_RV}(\hat{F}_{L_{RV}})$ составляет $|\Delta\varphi_{Z_{RV}}| = 0,114^\circ$.

Полученные результаты измерений соответствуют параметрам вертолета Ми-2 и подтверждают практическую работоспособность разработанного способа.

Заключение

Разработанный способ измерения частоты следования лопастей винта на основе свертки спектра «вторичной» модуляции отраженного сигнала наряду с выполнением основной функции устраняет негативное влияние на измерение быстрого изменения радиальной скорости летательного аппарата. Это свойство обеспечивает принципиальную возможность решения задач измерения параметров винтов ЛА в РЛД, для которого типовым условием наблюдения является быстрое изменение ракурса объекта наблюдения. Разработанный способ обеспечивает также существенное повышение отношения «сигнал винта/помеха» за счет когерентного накопления свертки, что приводит к соответствующему

снижению ошибок измерения искомой частоты. Важным свойством способа является возможность определения признака четности числа лопастей винта. Измеренное значение частоты следования лопастей и признак четности используются для определения частоты вращения винта, знание которой необходимо для построения радиолокационного изображения винта.

Список литературы

1. Гейстер С.Р., Курлович В.И., Шаляпин С.В. Экспериментальные исследования спектральных портретов винтовых и турбореактивных самолетов в радиолокаторе обзора с непрерывным зондирующим сигналом // Радиолокация и радиометрия: сб. ст. из науч.-техн. серии. 2000. Вып. 3. С. 90–96.
2. Гейстер С.Р., Нгуен Т.Т. Облик радиолокационного датчика обнаружения и распознавания низколетящих целей, использующего обращенный синтез апертуры антенны // Наука и воен. безопасность. 2017. № 1 (51). С. 22–27.
3. Гейстер С.Р., Нгуен Т.Т. Математические модели радиолокационного сигнала, отраженного от винта вертолета, в приложении к обращенному синтезу апертуры // Наука и воен. безопасность. 2018. № 3 (57). С. 34–40.
4. Гейстер С.Р., Нгуен Т.Т. Маховые движения и изгибы лопастей несущего винта вертолета в модели отраженного сигнала // Наука и воен. безопасность. 2018. № 4 (58). С. 21–29.

References

1. Gejster S.R., Kurlovich V.I., Shaljapin S.V. Jeksperimental'nye issledovanija spektral'nyh portretov vintovyh i turboreaktivnyh samoletov v radiolokatore obzora s nepreryvnyim zondirujushhim signalom // Radiolokacija i radiometrija: sb. st. iz nauch.-tehn. serii. 2000. Vyp. 3. S. 90–96. (in Russ.)
2. Gejster S.R., Nguen T.T. Oblik radiolokacionnogo datchika obnaruzhenija i raspoznavanija nizkoletjashhih celej, ispol'zujushhego obrashhennyj sintez apertury anteny // Nauka i voen. bezopasnost'. 2017. № 1 (51). S. 22–27. (in Russ.)
3. Gejster S.R., Nguen T.T. Matematicheskie modeli radiolokacionnogo signala, otrazhennogo ot vinta vertoleteta, v prilozhenii k obrashhennomu sintezu apertury // Nauka i voen. bezopasnost'. 2018. № 3 (57). S. 34–40. (in Russ.)
4. Gejster S.R., Nguen T.T. Mahovye dvizhenija i izgiby lopastej nesushhego vinta vertoleteta v modeli otrazhennogo signala // Nauka i voen. bezopasnost'. 2018. № 4 (58). S. 21–29. (in Russ.)

Сведения об авторах

Гейстер С.Р., д.т.н., профессор, главный сотрудник Научно-исследовательского института Вооруженных сил Республики Беларусь.

Нгуен Т.Т., аспирант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Heister S.R., D.Sci., professor, main researcher of Research institute of the Armed forces of Republic of Belarus.

Nguyen T.T., PG student of information radiotechnologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

20013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
e-mail: hsr_1960@yahoo.com
Гейстер Сергей Романович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
e-mail: hsr_1960@yahoo.com
Heister Sergey Romanovich

УДК 621.396.962.25

ПОРТАТИВНЫЙ ЛЧМ РАДАР ПОДПОВЕРХНОСТНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

И.Ю. МАЛЕВИЧ, А.С. ЛОПАТЧЕНКО

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 23 ноября 2018

Аннотация. В статье рассматриваются вопросы проектирования портативного радара с широкополосным непрерывным линейно-частотно-модулированным излучением для подповерхностного зондирования заглубленных объектов. Приводятся описание конструктивного построения и результаты лабораторных исследований разработанного устройства.

Ключевые слова: ЛЧМ радар подповерхностного зондирования, заглубленный объект, укрывающая среда.

Abstract. The results of the design of a portable FMCW ground penetrating radar is considered. The results of experimental studies of the device are presented.

Keywords: FMCW ground penetrating radar, subsurface objects, concealing surface.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 119, No. 1, pp. 75-82

Portable FMCW ground penetrating radar

I.Yu. Malevich, A.S. Lopatchenko

Введение

Высокая востребованность в радиоволновых средствах подповерхностного зондирования при поиске скрытно установленных объектов и проведении неразрушающего контроля строительных покрытий определяет актуальность задачи разработки новых конструкций. В числе перспективных средств, решающих задачу обнаружения заглубленных объектов, особым образом выделяются радары с широкополосным непрерывным линейно-частотно-модулированным (ЛЧМ) излучением. Теоретическим и техническим аспектам разработки и функционирования радарных систем с ЛЧМ излучением посвящено большое число работ, из которых наиболее значимыми являются [1–5]. Вместе с этим при практической реализации портативных радаров с ЛЧМ излучением для подповерхностного зондирования возникает ряд актуальных вопросов, связанных с разработкой системного облика, технических и конструктивных решений, которые требуют углубленного рассмотрения.

Принцип функционирования ЛЧМ радара подповерхностного зондирования заглубленных объектов

Принцип функционирования ЛЧМ радара подповерхностного зондирования (РПЗ) поясним, используя рис. 1. Модулятор (МД) передающего модуля (ПдМ) РПЗ формирует пилообразный закон управляющего напряжения. Генератор, управляемый напряжением (ГУН), обеспечивает формирование зондирующего сигнала (ЗС) с частотой, соответствующей напряжению, изменяющемуся по линейному пилообразному закону, на его входе (рис. 1, б, сплошная линия). Сформированный сигнал подводится к передающей антенне (А1) антенного блока (АБ) и гетеродинному входу смесителя (СМ) приемного модуля (ПрМ) РПЗ.

Сигналы, отраженные от объектов (рис. 1, б, пунктирные линии), принимаются

антенной (А2) и поступают на сигнальный вход СМ приемного модуля, где перемножаются с опорной составляющей. В результате фильтром нижних частот (ФНЧ) выделяются частотные компоненты биений $f_{\delta i}$, которые регистрируются анализатором спектра (АС) и визуализируются устройством отображения (УО). Так как частоты биений пропорциональны расстоянию до поверхности и объекта в укрывающей среде, их определение позволяет вычислить глубину залегания объекта относительно поверхности.

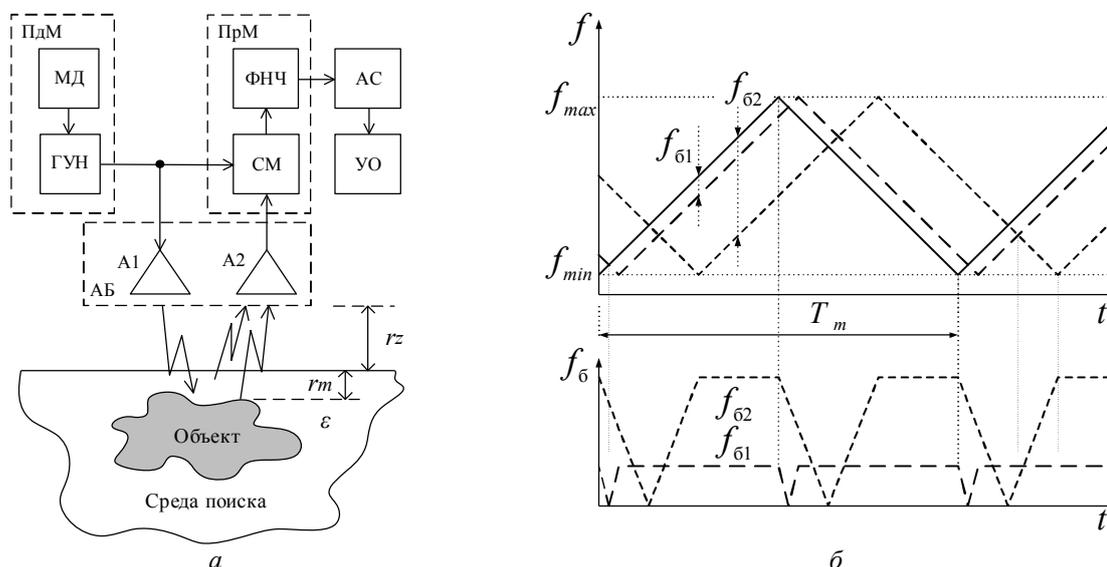


Рис. 1. Принцип функционирования ЛЧМ радара: *а* – структура; *б* – закон изменения частот

Расчетное значение разностной частоты (компоненты биений) в первом приближении определяется выражением

$$f_{\delta i} = \gamma \frac{2(r_z + r_m \sqrt{\varepsilon})}{c}, \quad (1)$$

где $\gamma = \Delta f / T_p$ – скорость перестройки частоты сигнала, формируемого ГУН; $\Delta f = (f_{\max} - f_{\min})$ – диапазон перестройки ГУН по частоте (полная девиация частоты); T_p – время развертки по частоте ($T_p = T_m / 2$ для вида модуляции типа симметричной пилы (как показано на рис. 1, б) и $T_p = T_m$ для несимметричного пилообразного закона модуляции); c – скорость распространения электромагнитной волны в вакууме; ε – диэлектрическая проницаемость исследуемой среды; r_z – высота подъема антенного модуля над поверхностью земли; r_m – глубина залегания наблюдаемого объекта.

Радиолокационный портрет \mathbf{P} вычисляется в соответствии с классическим коррелограммным методом спектрального оценивания [6, 7]:

$$\mathbf{P}_n = \left| \mathbf{S}_0 \langle n \rangle^T \mathbf{R} \mathbf{S}_0 \langle n \rangle \right|, \quad n = \overline{0, N_a - 1}, \quad (2)$$

где \mathbf{R} – корреляционная матрица, полученная для разностных частот при Фурье-преобразовании; N_a – число элементов сформированного глубинного портрета; \mathbf{S}_0 – матрица опорных частот.

Согласно частотному методу измерения дальности расстояние до объекта пропорционально частоте биений, поэтому разрешение по глубине, обеспечиваемое классическими методами спектрального оценивания, описывается выражением

$$\Delta L = \frac{\Delta f_{\Phi}}{2\gamma} \cdot \frac{c}{\sqrt{\varepsilon}}, \quad (3)$$

где $\Delta f_{\Phi} \approx 1/T_n$ – спектральное разрешение метода [6]; T_n – время наблюдения; $\Delta f_{\Phi} / \gamma$ – время запаздывания сигнала, соответствующее спектральному разрешению.

Тогда для несимметричного пилообразного закона модуляции и минимально возможного времени наблюдения $T_n = T_m$ выражение (3) примет следующий вид:

$$\Delta L = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{T_n} \cdot \frac{T_m}{\Delta f} \cdot \frac{c}{\sqrt{\varepsilon}} = \frac{c}{2\Delta f \sqrt{\varepsilon}}. \quad (4)$$

Очевидно, в наихудшем случае разрешение метода спектрального оценивания не ниже потенциально возможного разрешения по дальности, обеспечиваемого параметрами зондирующего сигнала.

Для формирования поверхностной проекции обнаруживаемого объекта достаточно произвести продольное и поперечное перемещение АБ, поскольку в ближней зоне облучаемый участок представляет собой «пятно» круглой формы [10] радиусом $r_{rs} = r_s \tan(\Delta\theta/2)$ и площадью $S_s = \pi r_{rs}^2$, где r_s – высота подъема фазового центра антенны над границей укрывающей среды; $\Delta\theta = \sqrt{4\pi/G_r}$ – разрешающая способность по угловым координатам; G_r – коэффициент усиления приемной антенны.

Разработка системного облика портативного ЛЧМ РПЗ

Исходными данными для разработки РПЗ являются параметры ЗС, определяющие потенциально достижимые технические характеристики устройства. Принимая во внимание экспоненциальный рост затухания сигнала в твердых средах [5], нецелесообразно использовать частоты свыше 1800...2500 МГц. При этом для сухих песчаных пород в диапазоне 1500...1700 МГц затухание составляет 30...50 дБ/м, что с учетом расположения объектов на глубине до 40...50 см и специфики их радиолокационного наблюдения приводит к затуханию принимаемых сигналов (ПС) до 40...60 дБ.

Ширина спектра ЗС, определяемая требуемым разрешением РПЗ по глубине (обычно 2...3 см) в соответствии с (4) и с учетом (5...6)-кратного улучшения за счет применения методов адаптивного спектрального анализа [7], составляет 500...600 МГц. Таким образом, диапазон частот ЗС, формируемого ГУН, должен быть не менее 1100...1700 МГц. Однако из-за использования периодической модуляции в момент изменения закона модуляции (рис. 1, б) происходят скачки разностной частоты, что разрушает фазовые соотношения в корреляционной матрице и делает невозможным применение алгоритмов «сверхразрешения». Поэтому для практической реализации адаптивных алгоритмов «сверхразрешения» спектральный анализ необходимо производить на ограниченном одним линейным периодом модуляции участке реализации частоты биений. Это требует синхронизации работы ПдМ, ПрМ и блока оцифровки с целью получения реализации сигнала с выхода ПрМ, соответствующей линейному участку изменения частоты ЗС [8].

Модулятор в ПдМ, при данной технической реализации, является генератором импульса линейно изменяющегося напряжения. Из формулы (4) видно, что длительность модулирующего импульса T_m не влияет на потенциально достижимые значения разрешающей способности системы и определяет только скорость перестройки ГУН, которой пропорциональны частоты биений, соответствующие заглубленным объектам. Поэтому длительность модулирующего импульса фактически ограничивается требуемым сдвигом частот биений в частотной области:

$$T_m = \frac{L_n \Delta f}{f_{60} c}, \quad (5)$$

где f_{60} – требуемая минимальная частота биений, соответствующая прямому прохождению сигнала между антеннами; L_n – путь прямого прохождения сигнала, который включает длину соединительного кабеля от ПдМ к А1, расстояние между А1 и А2 и длину кабеля от А2 к ПрМ.

Выполняя контролируемое масштабирование частотной оси спектра ПС посредством выбора T_m , нетрудно переместить f_{60} в область, где реализуется эффективная линейная фильтрация помеховых составляющих. Например, если требуется обеспечить $f_{60} = 100$ кГц для ГУН с $\Delta f = 0,5...1$ ГГц при $L_n = 0,3$ м, то необходимо реализовать длительность

модулирующего импульса $T_m \approx 5...10$ мкс. При этом с учетом высоты подъема АБ над поверхностью среды на 0,15 м и длины соединительных кабелей 0,5 м (имеющих коэффициент укорочения 1,43) для объекта, расположенного на глубине 0,5 м в укрывающей среде с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 10$, значение частоты биений составит порядка 1,5 МГц. При выборе T_m важно также учесть условие кратности:

$$T_m = N/f_d, \quad (6)$$

где f_d – частота дискретизации, достаточная для оцифровки компоненты биений максимально возможной частоты, соответствующей объекту с максимальным заглублением; N – количество точек дискретизации, обеспечивающее получение глубинного портрета достаточного качества.

Практика обработки сигналов в ЛЧМ РПЗ показала, что достаточно качественная работа алгоритмов спектрального оценивания обеспечивается при $N = 256$. Тогда, с учетом (6) и принятой длительности зондирующего импульса $T_m = 10,24$ мкс, частота дискретизации должна составить 25 МГц, что достаточно для перекрытия требуемого диапазона глубин зондирования.

Мощность ЗС определяется требуемой глубиной обнаружения заглубленного объекта и отсутствием компрессии ПрМ, вызываемой ЗС, фронтально отраженными от зондируемой поверхности и просачивающимися из А1 в А2. Принимая во внимание максимальное затухание сигнала и реализуемую точку компрессии ПрМ в $-0...0$ дБм, подводимая к А1 мощность ЗС может составлять 10...200 мВт. При этом динамический диапазон ПрМ должен быть не менее 60...70 дБ. Тогда разрядность аналого-цифрового преобразователя (АЦП) АС должна быть не ниже 12 (так как $ENOB = (70 - 1,76)/6,02 = 11,3 \approx 12$).

Решение задачи вычисления радиолокационного глубинного портрета обеспечивается спецвычислителем, получающим отсчеты разностной частоты с блока оцифровки и реализующим алгоритм (2). Глубинные портреты последовательно выводятся на индикатор, где формируется изображение «среза» среды поиска. На основании данной информации производится оценка однородности среды, и в случае присутствия достаточно крупных объектов интересующая область подвергается анализу алгоритмом получения сверхразрешения по методу максимального правдоподобия (ММП) [6, 7]:

$$MP_n = \left| \mathbf{S}o^{<n>T} \mathbf{Q} \overline{\mathbf{S}o^{<n>}} \right|^{-1}, \quad n = 0, N_a - 1, \quad (7)$$

где $\mathbf{Q} = \mathbf{R}^{-1}$ – обратная корреляционная матрица анализируемого сигнала.

При заранее найденных матрицах опорных частот вычислительную сложность коррелограммного метода (2) в основном определяет вычисление корреляционной матрицы анализируемого сигнала, которое можно оценить как $O(n^3)$, и ее перемножение на опорные векторы $O(n^2)$ для каждого вычисляемого частотного отсчета (где количество вычисляемых частотных отсчетов зависит от максимальной глубины обзора). Применение ММП (7) увеличивает вычислительные затраты как минимум вдвое за счет дополнительного нахождения обратной корреляционной матрицы $O(n^3)$. Поэтому приведенный выше подход, с применением ММП только к области предположительного наличия объекта, достаточно сильно снижает требования к производительности спецвычислителя.

С учетом рассмотренных принципов построения и системных параметров структура разрабатываемого портативного ЛЧМ РПЗ принимает вид, показанный на рис. 2.

РПЗ включает следующие подсистемы: радиолокационный блок, вычислитель, индикаторное устройство, источник питания и органы управления. Устройство управления задает режим работы РПЗ путем формирования с требуемым периодом синхроимпульсов запуска генератора пилообразного импульса и блока оцифровки, включающего АЦП, тактовый генератор, управляющий контроллер и буферное оперативное запоминающее устройство (ОЗУ). Данное решение позволяет задать временное положение окна анализа относительно момента начала генерации зондирующего импульса.

По приходу синхроимпульса генератор пилообразного импульса формирует один период линейно изменяющегося напряжения, являющегося модулирующим импульсом для ГУН. ГУН обеспечивает формирование широкополосного ЛЧМ сигнала, который после деления на опорную и зондирующую составляющие подводится к усилителю мощности,

обеспечивающего доведение ЗС до заданного уровня и подачу в антенный блок. Отраженный сигнал регистрируется приемной антенной АБ и поступает через малошумящий усилитель на сигнальный вход смесителя, где перемножается с опорным сигналом. ФНЧ выделяет область спектра, содержащую разностные частоты, соответствующие диапазону зондируемых глубин. Полученный сигнал биений оцифровывается АЦП (тактирование которого осуществляется высокостабильным генератором, обеспечивающим фиксированную длительность окна анализа), и в ОЗУ записывается заданное количество отсчетов его реализации.



Рис. 2. Структура РПЗ

После заполнения буфера памяти блок оцифровки передает полученную реализацию сигнала на спецвычислитель, где происходит ее цифровая обработка с целью вычисления глубинного портрета зондируемой среды.

Обнаружение объекта выполняется по глубинному портрету, вычисляемому по алгоритму (2) в режиме реального времени. При обнаружении объекта и уточнении его размеров по алгоритму (7), возможно произвести его классификацию, опираясь на полученные значения толщины и протяженности.

Аппаратно-программные и конструктивные решения для портативного ЛЧМ РПЗ

Одним из ключевых элементов РПЗ является АБ, который формирует требуемое распределение электромагнитного поля в зоне поиска и определяет разрешающую способность по проекции подповерхностного объекта. Основные требования к антеннам АБ портативного РПЗ обусловлены широкополосностью ЗС и ПС, работой в ближней зоне и необходимостью создания компактного устройства. В [9] приведены результаты сравнительного анализа характеристик ряда широкополосных антенн, на основании которых в разработанной конструкции АБ принято решение использовать две антенны типа «Бабочка» (рис. 3, а). Специфика работы таких антенн при подповерхностном радиолокационном зондировании рассмотрена в [10]. При реализации ПдМ и ПрМ РПЗ использованы результаты, полученные в [11], с учетом которых разработана функциональная схема, представленная на рис. 3, б. ПдМ и ПрМ выполнены с применением интегральных микросхем СВЧ диапазона и обеспечивают в диапазоне частот 1000...1700 МГц на 50-омной нагрузке с КСВН 1,4, соответственно, выходную мощность 20 дБм с неравномерностью не более ± 1 дБ, коэффициент шума не более 5 и динамический диапазон не менее 90 дБ.

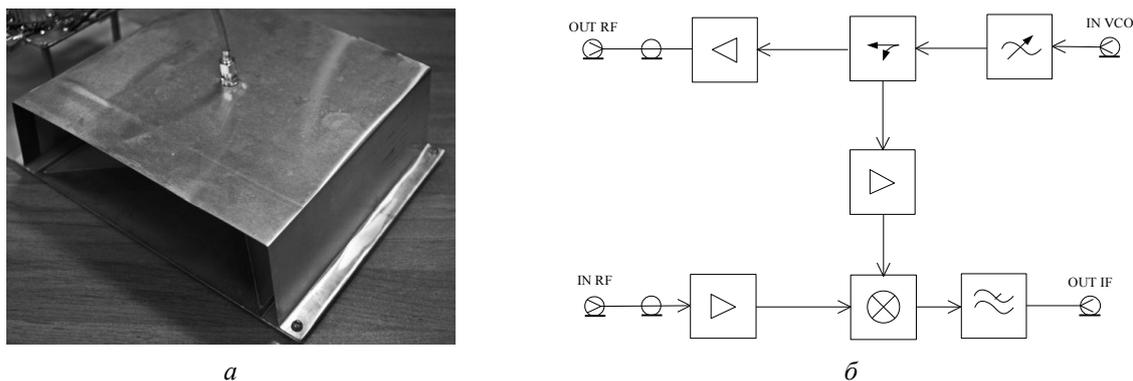


Рис. 3. Конструктивные особенности радиомодуля: *а* – общий вид АБ; *б* – функциональная схема

Программное обеспечение представляет собой комплекс оригинальных вычислительных процедур, реализующих приведенные выше методы спектрального оценивания, и выполняет следующий алгоритм: получение реализации частоты биений; вычисление глубинного портрета согласно (2); нормировка и компенсация математического ожидания реализации сигнала; перерасчет глубинного портрета согласно (2) и его вывод на индикатор. После заполнения индикатора последовательно выводимыми глубинными портретами запускается алгоритм поиска и распознавания объекта: в полученном ранее срезе среды находится максимум спектральной плотности мощности (СПМ); исходя из заданной вероятности ложной тревоги определяются границы объекта; согласно (7), производится спектральная оценка найденной области; определяется средняя толщина объекта; принимается решение о принадлежности объекта к одному из классов.

Вычислительная платформа, выполненная на Intel NUC7i3, обладает низким энергопотреблением и достаточной производительностью для расчетов в реальном масштабе времени глубинных портретов согласно (2). Время распознавания объекта в значительной степени зависит от анализируемой области и в среднем составляет 3...10 с.

Конструктивное решение РПЗ разработано в соответствии с рассмотренными принципами функционирования с учетом портативности, автономности и необходимости обслуживания одним оператором. Таким требованиям удовлетворяет вариант исполнения РПЗ, состоящий из ранца с аппаратурой (в котором расположен автономный источник питания, блок оцифровки, устройство управления и спецвычислитель) и поисковой штанги, на концах которой размещаются радиолокационный обнаружитель и пульт управления с индикатором (рис. 4).

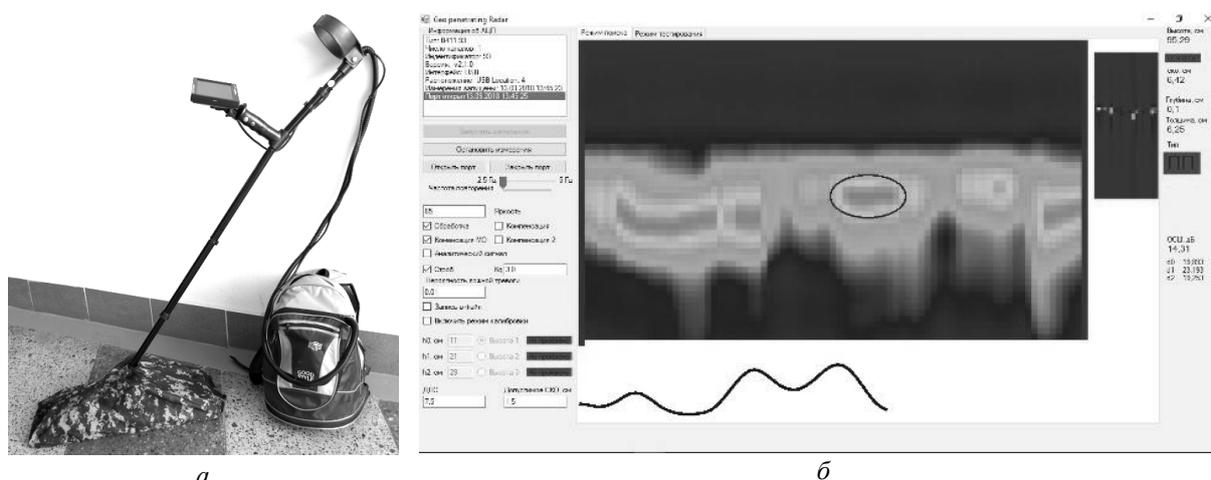


Рис. 4. Конструктивное исполнение РПЗ: *а* – общий вид; *б* – окно индикатора

Лабораторные апробация портативного ЛЧМ РПЗ

В процессе лабораторной апробации разработанного портативного ЛЧМ РПЗ исследовалась структура межэтажного железобетонного перекрытия с паркетным настилом

и бетонной стяжкой. Возможности РПЗ иллюстрируются рис. 4, б. Приведенное изображение представляет собой последовательно выведенные при горизонтальном сканировании АБ глубинные портреты, полученные в результате спектрального оценивания коррелограммным методом с вычтенным математическим ожиданием сигнала разностной частоты на выходе ФНЧ.

На рис. 4, б также виден результат работы алгоритма обнаружения: найден участок с максимальной СПМ, дана оценка размерам объекта и отдельно выведен результат спектрального оценивания по ММП предполагаемой области нахождения объекта.

Важно отметить, что РПЗ обладает повышенными требованиями к поддержанию заданной высоты АБ над тестируемой поверхностью r_z , что в значительной степени определяет стабильность конечного результата, отображаемого на экране монитора.

Заключение

Выработаны практические подходы к проектированию портативного радара с широкополосным непрерывным ЛЧМ излучением для подповерхностного зондирования заглубленных объектов. Особенности разработанного георадара являются синхронизация работы приемо-передающего тракта и вычислительной платформы, большой динамический диапазон тракта обработки и использование методов адаптивного спектрального анализа, что в сочетании с традиционным подходом формирования глубинного портрета зондируемого участка поверхности широкополосным ЛЧМ сигналом позволяет обнаруживать и распознавать объекты в неметаллическом исполнении. Выполненная реализация разработанной системы в виде лабораторного макета подтвердила эффективность предложенной системы. Результаты лабораторных исследований показали возможность визуализации подповерхностных объектов в реальном масштабе времени.

Список литературы

1. Филькенштейн М.И. Применение радиолокационного подповерхностного зондирования в инженерной геологии. М.: Недра, 1986. 128 с.
2. Вопросы подповерхностной радиолокации / А.Ю. Гринев [и др.]. М.: Радиотехника, 2005. 416 с.
3. Komarov I.V., Smolskiy S.M., Barton D.K. Fundamentals of Short-Range FM Radar. Horwood.: Artech House Publishers, 2003. 314 p.
4. Daniels D.J. Ground Penetrating Radar. London: The Institution of Electrical Engineers, 2004. 761 p.
5. Daniels D.J. Ground Penetrating Radar for Buried Landmine and IED Detection // Unexploded Ordnance Detection and Mitigation. 2009. P. 89–111.
6. Марпл С.Л. мл. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990. 584 с.
7. Гринкевич А.В., Савенко С.А. Повышение эффективности подповерхностного радиолокатора на основе нетрадиционных методов спектрального анализа // Наука и воен. безопасность. 2006. № 4. С. 38–41.
8. Лопатченко А.С., Малевич И.Ю., Савенко С.А. ЛЧМ-радиолокатор подповерхностного зондирования с повышенной разрешающей способностью // Докл. БГУИР. 2015. № 3 (89). С. 43–48.
9. Экспериментальные исследования и обоснование типа антенны для радара подповерхностного зондирования с непрерывным излучением / С.А. Савенко [и др.] // Наука и воен. безопасность. 2014. № 1 (41). С. 14–18.
10. Демьянюк Д.В., Чугай К.Н., Максимович Е.С. Имитационная модель сигнала, отраженного от заглубленного объекта, с учетом свойств укрывающей среды // Докл. БГУИР. 2018. № 4 (114). С. 27–31.
11. Проблематика построения радиолокатора подповерхностного зондирования / С.А. Савенко [и др.] // Наука и воен. безопасность. 2013. № 3. С. 20–27.

References

1. Fil'kenshtejn M.I. Primenenie radiolokacionnogo podpoverhnostnogo zondirovaniya v inzhenernoj geologii. M.: Nedra, 1986. 128 s. (in Russ.)
2. Voprosy podpoverhnostnoj radiolokacii / A.Ju. Grinev [i dr.]. M.: Radiotekhnika, 2005. 416 s. (in Russ.)
3. Komarov I.V., Smolskiy S.M., Barton D.K. Fundamentals of Short-Range FM Radar. Horwood.: Artech House Publishers, 2003. 314 p.
4. Daniels D.J. Ground Penetrating Radar. London: The Institution of Electrical Engineers, 2004. 761 p.

5. Daniels D.J. Ground Penetrating Radar for Buried Landmine and IED Detection // Unexploded Ordnance Detection and Mitigation. 2009. P. 89–111.
6. Marpl S.L. ml. Cifrovoy spektral'nyj analiz i ego prilozhenija. M.: Mir, 1990. 584 s. (in Russ.)
7. Grinkevich A.V., Savenko S.A. Povyshenie jeffektivnosti podpoverhnostnogo radiolokatora na osnove netradicionnyh metodov spektral'nogo analiza // Nauka i voen. bezopasnost'. 2006. № 4. S. 38–41. (in Russ.)
8. Lopatchenko A.S., Malevich I.Ju., Savenko S.A. LChM-radiolokator podpoverhnostnogo zondirovanija s povyshennoj razreshajushhej sposobnost'ju // Dokl. BGUIR. 2015. № 3 (89). S. 43–48. (in Russ.)
9. Jeksperimental'nye issledovanija i obosnovanie tipa anteny dlja radara podpoverhnostnogo zondirovanija s nepreryvnym izlucheniem / S.A. Savenko [i dr.] // Nauka i voen. bezopasnost'. 2014. № 1 (41). S. 14–18. (in Russ.)
10. Dem'janjuk D.V., Chugaj K.N., Maksimovich E.S. Imitacionnaja model' signala otrazhennogo ot zaglublennogo ob'ekta s uchedom svojstv ukryvajushhej sredy // Dokl. BGUIR. 2018. № 4 (114). S. 27–31. (in Russ.)
11. Problematika postroenija radiolokatora podpoverhnostnogo zondirovanija / S.A. Savenko [i dr.] // Nauka i voen. bezopasnost'. 2013. № 3. S. 20–27. (in Russ.)

Сведения об авторах

Малевич И.Ю., д.т.н., профессор, заведующий научно-исследовательской лабораторией «Помехозащищенность радиотехнических устройств и систем» Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Лопатченко А.С., ассистент 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. +375-17-293-88-96;
e-mail: malevich@bsuir.by
Малевич Игорь Юрьевич

Information about the authors

Malevich I.Yu., D.Sci, professor, head of the research laboratory «Noise protection of RF devices and systems» of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Lopatchenko A.S., assistant 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. +375-17-293-88-96;
e-mail: malevich@bsuir.by
Igor Yu. Malevich

УДК 621.396.677

РЕЗУЛЬТАТЫ СИНТЕЗА ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ СФЕРИЧЕСКИХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК С ПОНИЖЕННЫМ УРОВНЕМ КРОССПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ КОМПОНЕНТЫ ПОЛЯ ИЗЛУЧЕНИЯ

М.О. БУСЕЛ¹, А.А. КАЛИНИН², А.Г. РОМАНОВИЧ³

¹Военная академия Республики Беларусь, Республика Беларусь

²НПООО «ТСП», Республика Беларусь

³ООО «Оборонные инициативы», Республика Беларусь

Поступила в редакцию 5 декабря 2018

Аннотация. В статье приводятся результаты численного моделирования сферической антенной решетки (САР), синтезированной с учетом поляризационных свойств излучателей. Рассматривается формирование диаграмм направленности (ДН) САР с различной шириной главного лепестка и требуемыми уровнями кроссполяризации составляющей и боковых лепестков. Также в статье представлены результаты формирования ДН САР с требуемым уровнем кроссполяризации составляющей и заданной шириной главного лепестка при различных уровнях боковых лепестков.

Ключевые слова: кроссполяризация, сферическая антенная решетка, конформная антенная решетка.

Abstract. The article presents the results of numerical simulation of a spherical array synthesized taking into account the polarization properties of the emitters. The formation of a directional diagram of a spherical array with different width of the main lobe and the required levels of the cross-polarization component and side lobes is considered. The article also presents the results of the formation of directional diagrams of a spherical array with the required level of cross-polarization component and a given width of the main lobe at different levels of the side lobes.

Keywords: crosspolarization, spherical array, conformal array.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 119, No. 1, pp. 83-90

**The results of the synthesis of radiation patterns of the spherical arrays
with a reduced level of crosspolarization components of the radiation field**

M.O. Busel, A.A. Kalinin, A.G. Romanovich

Введение

Конформная антенная решетка – антенная решетка, излучатели которой расположены на выпуклой поверхности. Класс конформных антенных решеток наиболее представлен [1–3]. Поэтому рассматривается наиболее общая конструкция – сферическая поверхность. Одним из основных недостатков конформных решеток является возникновение наряду с основной составляющей поляризации паразитной (кроссполяризованной) [1–5]. Для снижения уровня кроссполяризованного излучения разработан метод синтеза, позволяющий учитывать требования к двум взаимно ортогональным компонентам поля излучения [4]. В качестве модели элемента решетки используется модель излучателя с заданными значениями параметров поляризации, описанная в [6]. Возможные примеры реализации излучателей с эллиптической поляризацией и заданными значениями параметров поляризации представлены в работе [5]. Размещение излучателей на поверхности САР может быть в узлах прямоугольной или гексагональной сетки. Процесс разбиения сферической поверхности является достаточно сложной задачей [3], которая опускается в данной работе. Наиболее равномерное размещение излучателей на конформной поверхности обеспечивается в узлах гексагональной сетки.

Математическая модель сферической антенной решетки с учетом поляризационных свойств излучателей

В статье рассматривается САР с линейной вертикальной поляризацией (θ -я основная, φ -я кроссполяризационная). Конструкция антенной решетки с квазигексагональным размещением излучателей представлена на рис. 1. Она представляет собой систему из N излучателей, расположенных на сферической поверхности радиуса R .

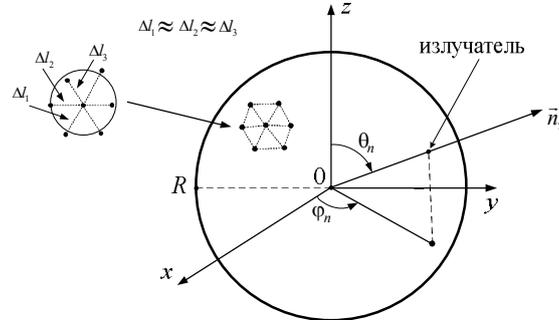


Рис. 1. Конструкция сферической антенной решетки

Математическая модель САР с учетом поляризационных свойств излучателей, позволяющая производить расчет двух взаимно ортогональных компонент поля излучения, имеет вид:

$$\dot{F}^{\theta}(\theta, \varphi) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \dot{A}_n F_{1n}^{\theta}(\theta, \varphi) e^{i O_n(\theta, \varphi)}; \quad (1)$$

$$\dot{F}^{\varphi}(\theta, \varphi) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \dot{A}_n F_{1n}^{\varphi}(\theta, \varphi) e^{i O_n(\theta, \varphi)}, \quad (2)$$

где \dot{A}_n – комплексная амплитуда возбуждения n -го излучателя САР, получена на основании [4]; $F_{1n}^{\theta}(\theta, \varphi)$ ($F_{1n}^{\varphi}(\theta, \varphi)$) – θ -я (φ -я) составляющая ДН n -го излучателя [6]; $O_n(\theta, \varphi)$ – набег фазы поля n -го излучателя при распространении волны до точки дальней зоны.

Результаты численного моделирования

1. Формирование ДН САР с требуемыми уровнями кроссполяризационной составляющей и боковых лепестков с различной шириной главного лепестка.

Был проведен синтез и получены результаты ДН САР с заданной шириной главного лепестка и постоянными значениями уровня бокового излучения на основной составляющей поляризации и уровня кроссполяризационного излучения антенной решетки. Для оценки параметров и большей наглядности приведены различные ДН, как плоскостные, так и объемные. В качестве параметров требуемых ДН с различной шириной главного лепестка ($2\varphi_{0,5}(2\theta_{0,5}) = 5^\circ$, $2\varphi_{0,5}(2\theta_{0,5}) = 10^\circ$ и $2\varphi_{0,5}(2\theta_{0,5}) = 15^\circ$) задавались фиксированные уровни бокового излучения на основной составляющей поляризации $F_B = -25$ дБ и кроссполяризационной составляющей $K^{\text{КРОСС}} = -35$ дБ. На рис. 2, 4, 6 приведены объемные ДН САР для двух взаимно ортогональных составляющих поля излучения. Для оценки уровня бокового излучения на основной составляющей поля, а также ширины главного лепестка ДН САР удобно использовать плоскостные ДН, представленные на рис. 3, 5, 7.

Объемные ДН САР на рис. 2, 4, 6 свидетельствуют о практически полном выполнении требований, предъявляемых к заданным ДН САР. Диаграммы направленности, изображенные на рис. 3, 5, 7: кривая 1 – требуемая ДН, кривая 2 – результат синтеза, кривая 3 – кроссполяризационная ДН САР, полученная при возбуждении только одного входа n -го излучателя равномерным амплитудным распределением и фазовым распределением учитывающем кривизну поверхности [5].

В качестве параметров требуемых ДН с различной шириной главного лепестка ($2\varphi_{0,5}(2\theta_{0,5}) = 5^\circ$, $2\varphi_{0,5}(2\theta_{0,5}) = 10^\circ$ и $2\varphi_{0,5}(2\theta_{0,5}) = 15^\circ$) задавались требуемые уровни бокового излучения на основной составляющей поляризации $F_B = -25$ дБ и кроссполяризационной составляющей $K^{\text{КРОСС}} = -35$ дБ. При сравнении ДН САР результатов синтеза по основным компонентам и требуемых ДН САР среднеквадратические меры близости – $\sigma_2 \approx 2,1 \times 10^{-3}$

($2\varphi_{0,5}(2\theta_{0,5}) = 5^\circ$); $\sigma_2 \approx 3,9 \times 10^{-3}$ ($2\varphi_{0,5}(2\theta_{0,5}) = 10^\circ$); $\sigma_2 \approx 8,1 \times 10^{-3}$ ($2\varphi_{0,5}(2\theta_{0,5}) = 15^\circ$). Максимально допустимый уровень кроссполяризационной компоненты САР в $K^{\text{КРОСС}}(\theta, \varphi) = -35$ дБ для всех трех ДН выполнен полностью.

Приведенные плоскостные ДН показывают довольно хорошее совпадение требуемой ДН и ДН, полученной в результате синтеза. Ширина главного лепестка по основной компоненте поля во всех ДН по уровню -3 дБ полностью соответствует требуемой. Небольшое превышение уровня бокового излучения, что составляет не более 4 дБ, возникает вследствие неравномерности разбиения сферической поверхности на квазигексагональную сетку, а также необходимости учета требований как по основной, так и по кроссполяризационной компонентам поля решетки.

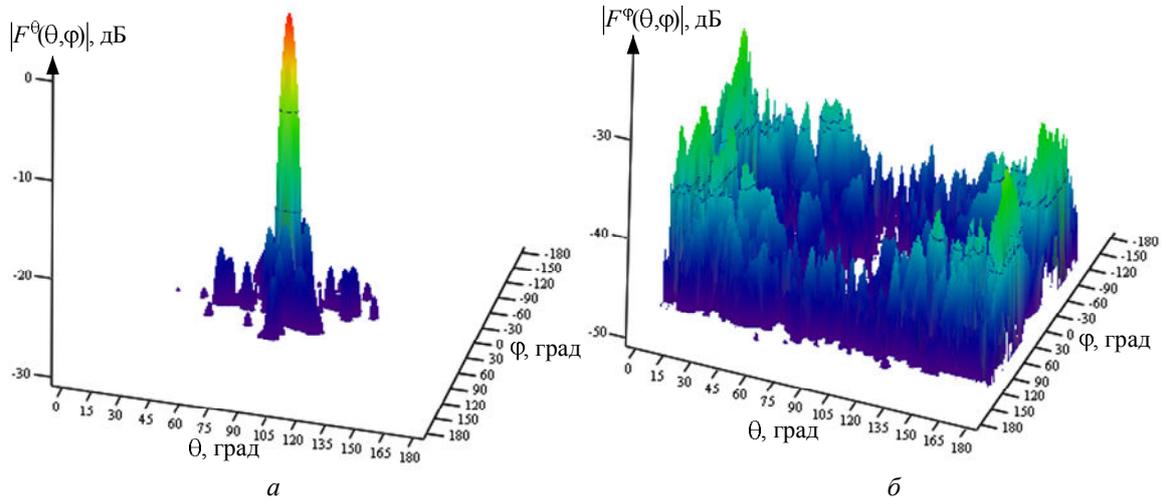


Рис. 2. Объемные ДН САР с заданными параметрами $F_B = F_{\varphi B} = F_{\theta B} = -25$ дБ; $2\theta_{0,5}(2\varphi_{0,5}) = 5^\circ$; $K^{\text{КРОСС}} = -35$ дБ: *а* – график поверхности по θ -й компоненте (основная компонента); *б* – график поверхности по φ -й компоненте (кроссполяризационная компонента)

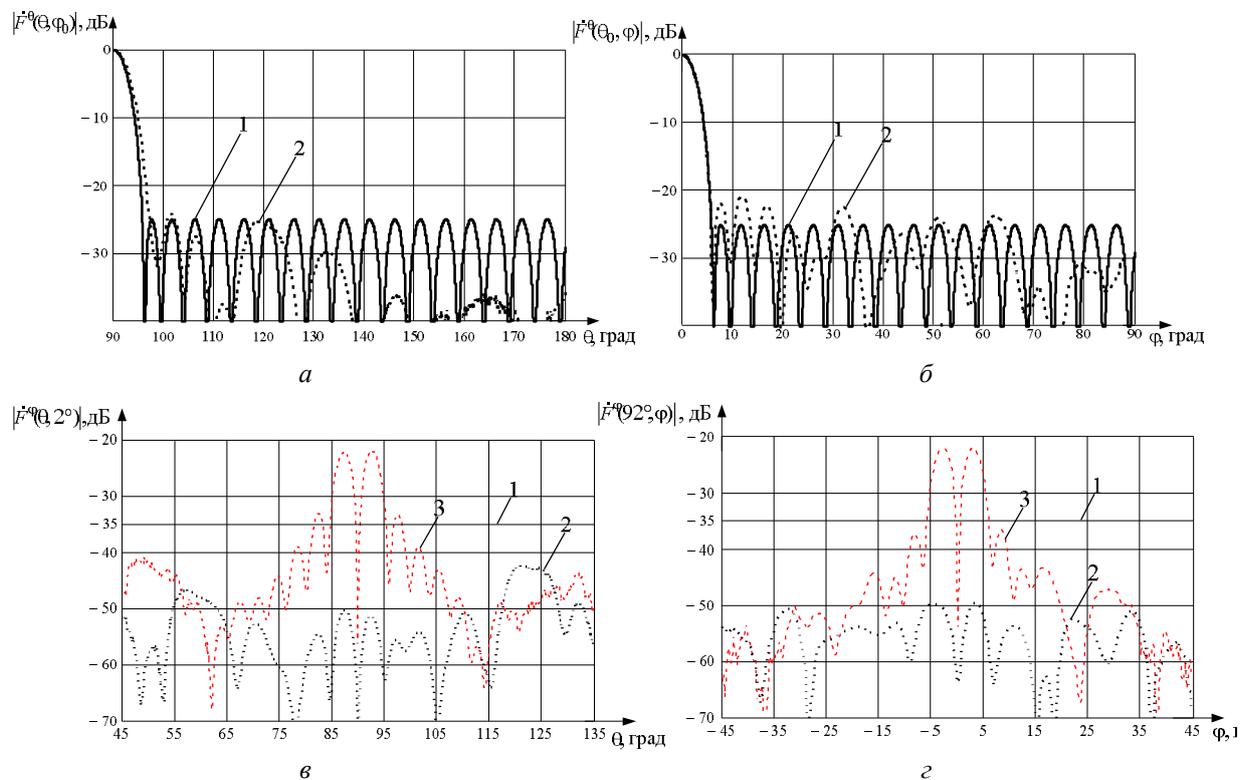


Рис. 3. Плоскостные ДН САР с заданными параметрами $F_B = F_{\varphi B} = F_{\theta B} = -25$ дБ; $2\theta_{0,5}(2\varphi_{0,5}) = 5^\circ$; $K^{\text{КРОСС}} = -35$ дБ: *а, в* – плоскость θ $F^0(\theta, \varphi_0)$, $F^0(\theta, 2^\circ)$; *б, г* – плоскость φ $F^0(\theta_0, \varphi)$, $F^0(92^\circ, \varphi)$

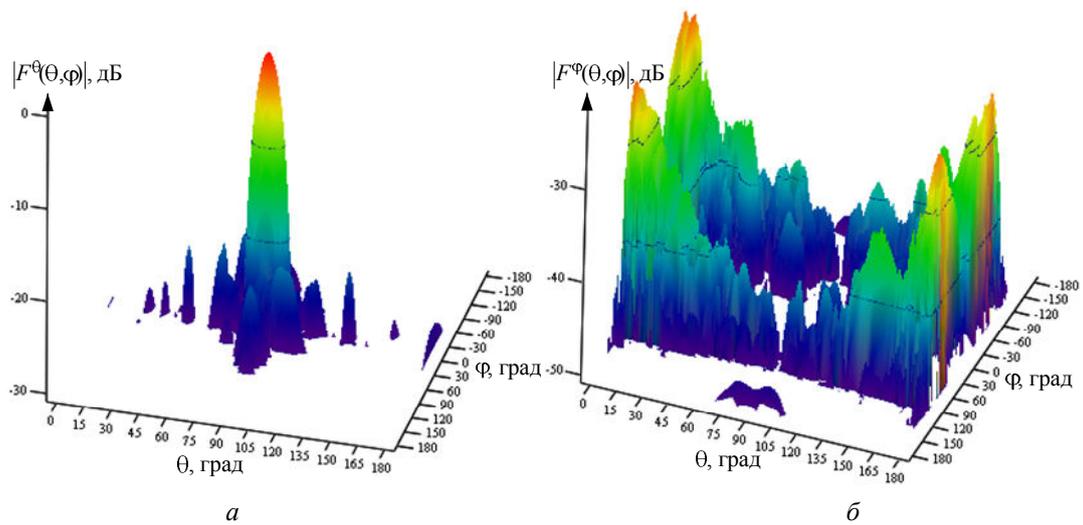


Рис. 4. Объемные ДН САР с заданными параметрами $F_{\theta} = F_{\phi} = F_{\theta\phi} = -25$ дБ; $2\theta_{0,5}(2\phi_{0,5}) = 10^\circ$; $K^{\text{КРОСС}} = -35$ дБ: *а* – график поверхности по θ -й компоненте (основная компонента); *б* – график поверхности по ϕ -й компоненте (кроссполяризация компонента)

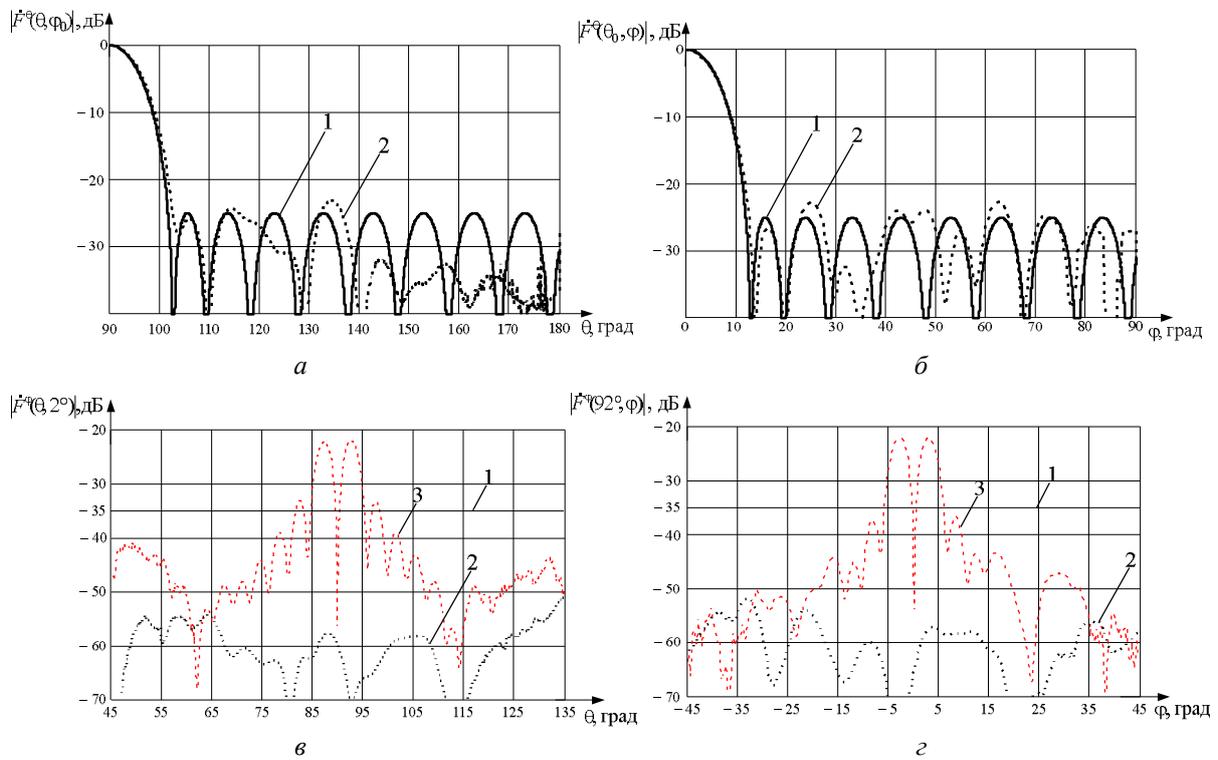


Рис. 5. Плоскостные ДН САР с заданными параметрами $F_{\theta} = F_{\phi} = F_{\theta\phi} = -25$ дБ; $2\theta_{0,5}(2\phi_{0,5}) = 10^\circ$; $K^{\text{КРОСС}} = -35$ дБ: *а, в* – плоскость θ $F^{\theta}(\theta, \phi_0)$, $F^{\theta}(\theta, 20^\circ)$; *б, г* – плоскость ϕ $F^{\phi}(\theta_0, \phi)$, $F^{\phi}(92^\circ, \phi)$

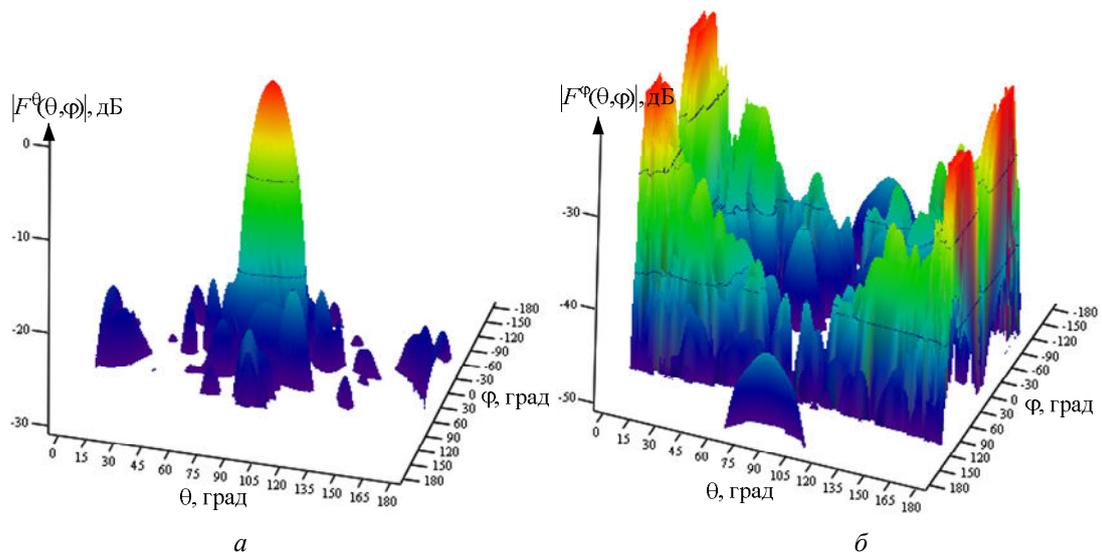


Рис. 6. Объемные ДН САР с заданными параметрами $F_B = F_{\phi B} = F_{\theta B} = -25$ дБ; $2\theta_{0,5}(2\phi_{0,5}) = 15^\circ$; $K^{КРОСС} = -35$ дБ: а – график поверхности по θ -й компоненте (основная компонента); б – график поверхности по ϕ -й компоненте (кроссполяризация компонента)

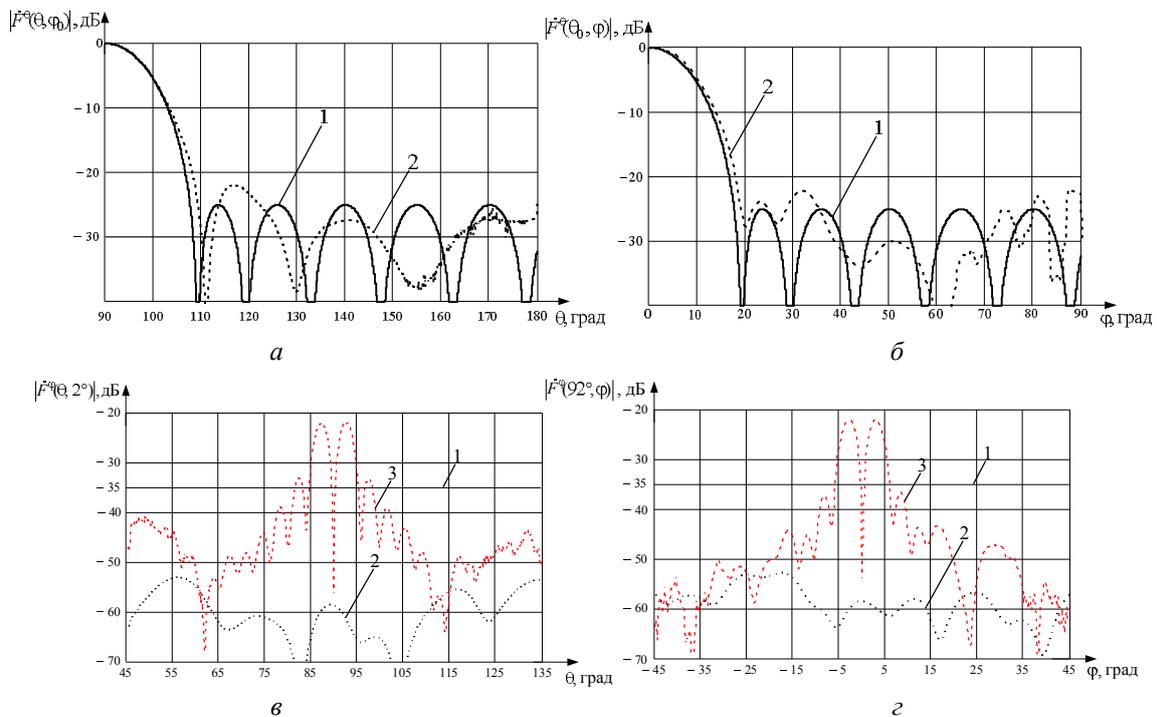


Рис. 7. Плоскостные ДН САР с заданными параметрами $F_B = F_{\phi B} = F_{\theta B} = -25$ дБ; $2\theta_{0,5}(2\phi_{0,5}) = 15^\circ$; $K^{КРОСС} = -35$ дБ: а, в – плоскость θ $F^0(\theta, \phi_0)$, $F^0(\theta, 2^\circ)$, $F^0(\theta, \phi_0)$; б, г – плоскость ϕ $F^0(\theta_0, \phi)$, $F^0(92^\circ, \phi)$

Формирование ДН САР с требуемым уровнем кроссполяризации составляющей и шириной главного лепестка при различных уровнях боковых лепестков

Был проведен синтез и получены результаты ДН САР с фиксированной шириной главного лепестка $2\theta_{0,5}(2\phi_{0,5}) = 10^\circ$ и постоянным уровнем кроссполяризации составляющей $K^{КРОСС} = -35$ дБ с различным уровнем бокового излучения ($F_B = -20$ дБ, $F_B = -25$ дБ, $F_B = -30$ дБ) на основной составляющей поля антенны. Результаты выполненных исследований представлены на рис. 8–10. На рис. 8–10: кривая 1 – требуемая ДН, кривая 2 – результат синтеза, кривая 3 – кроссполяризация ДН при равномерном амплитудном распределении и фазовом распределении, учитывающем кривизну поверхности при возбуждении только одного входа n -го излучателя.

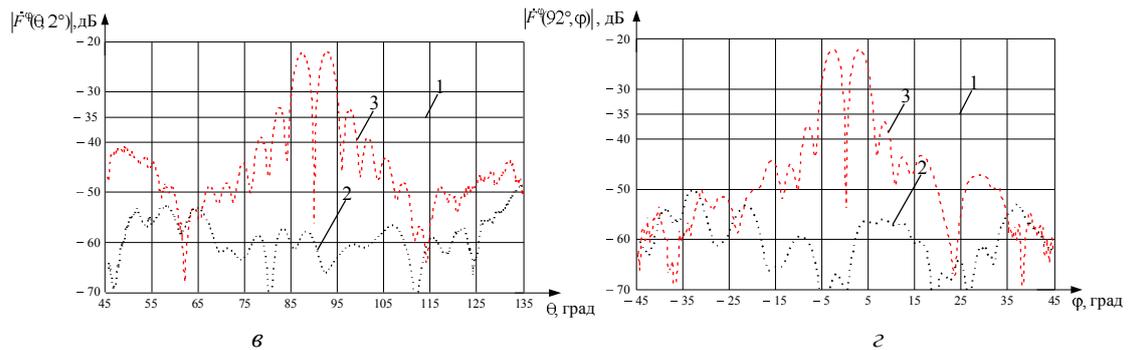
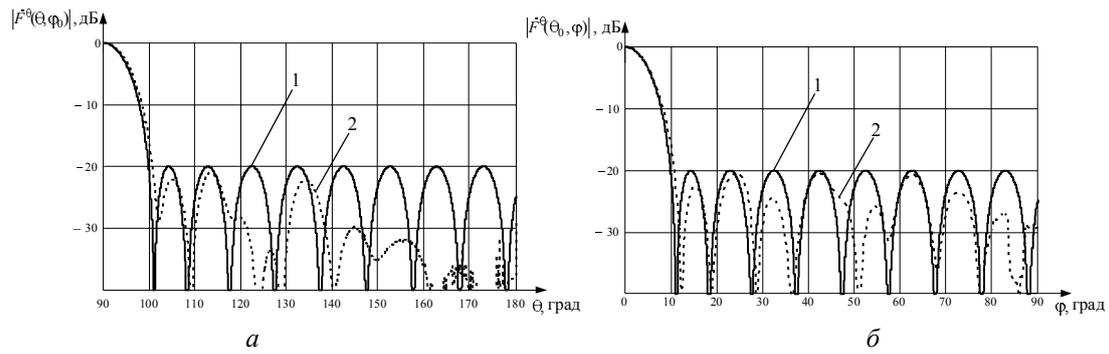


Рис. 8. Плоскостные ДН САР с заданными параметрами $F_B = F_{\phi B} = F_{\theta B} = -20$ дБ; $2\theta_{0,5} (2\phi_{0,5}) = 10^\circ$; $K^{\text{КРОСС}} = -35$ дБ: а, в – плоскость $\theta F^0(\theta, \phi_0)$, $F^0(\theta, 2^\circ)$; б, з – плоскость $\phi F^0(\theta_0, \phi)$, $F^0(92^\circ, \phi)$

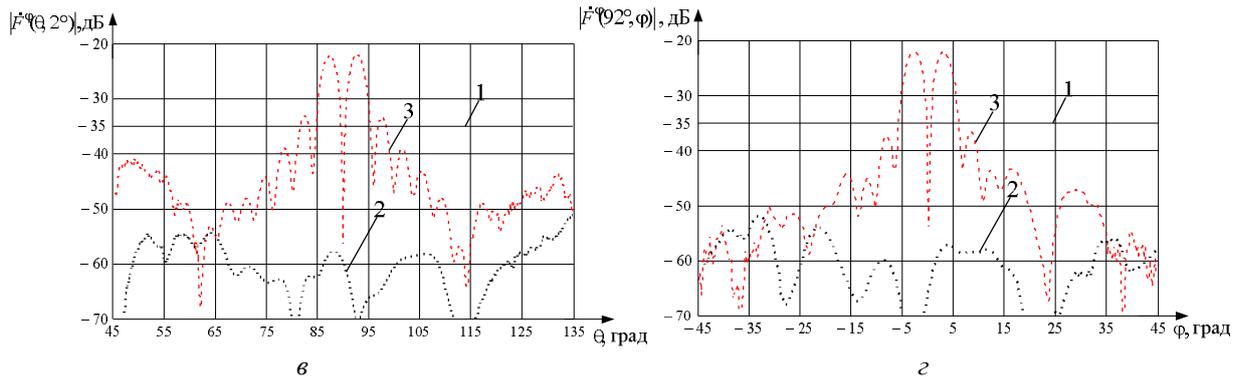
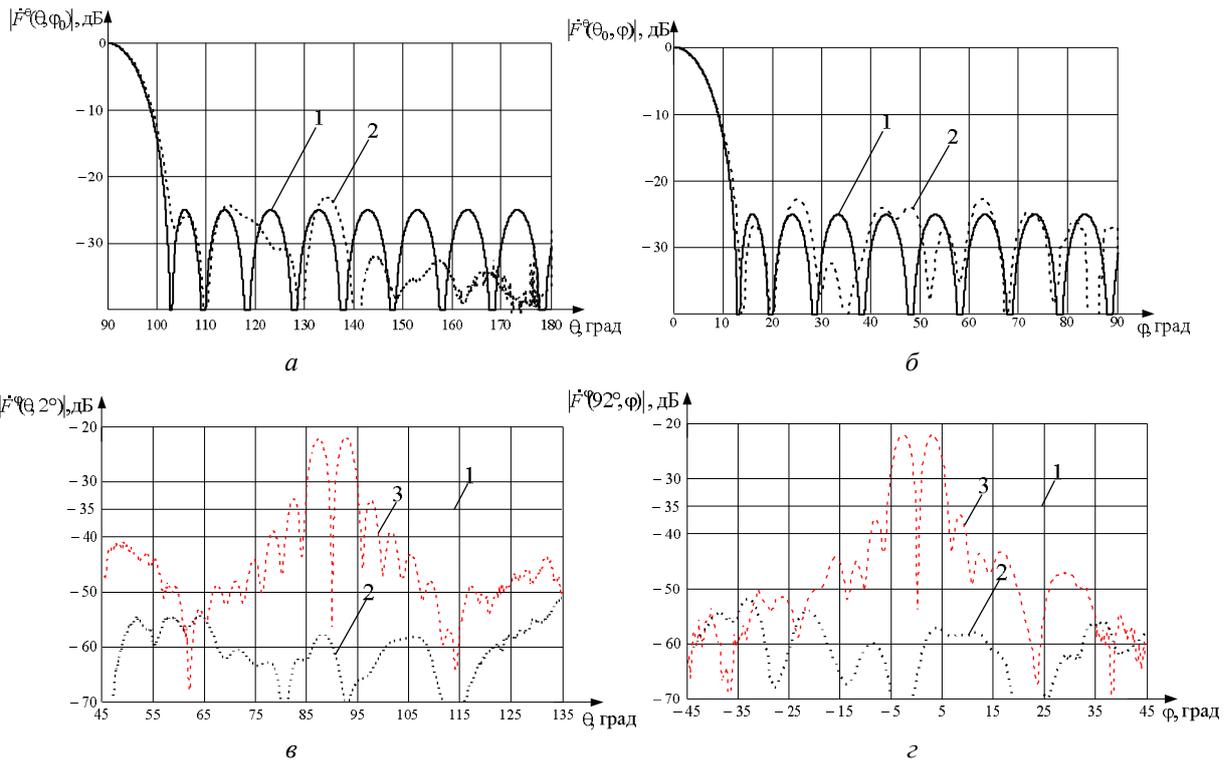


Рис. 9. Плоскостные ДН САР с заданными параметрами $F_B = F_{\phi B} = F_{\theta B} = -25$ дБ; $2\theta_{0,5} (2\phi_{0,5}) = 10^\circ$; $K^{\text{КРОСС}} = -35$ дБ: а, в – плоскость $\theta F^0(\theta, \phi_0)$, $F^0(\theta, 2^\circ)$; б, з – плоскость $\phi F^0(\theta_0, \phi)$, $F^0(92^\circ, \phi)$

Представленные рис. 8–10 показывают, что ширина главного лепестка ДН САР по основной компоненте поля излучения практически воспроизводит требуемую ширину главного лепестка ДН по основной компоненте, среднеквадратические меры близости – $\sigma_2 \approx 5,9 \times 10^{-3}$ ($F_B = -20$ дБ); $\sigma_2 \approx 3,9 \times 10^{-3}$ ($F_B = -25$ дБ); $\sigma_2 \approx 3,8 \times 10^{-3}$ ($F_B = -30$ дБ). Требования по максимальному уровню кроссполяризованной компоненте в -35 дБ выполнены полностью. Однако требования по обеспечению заданного уровня бокового излучения на основной составляющей поля сферической антенной решетки выполняются не в полной мере (таблица).

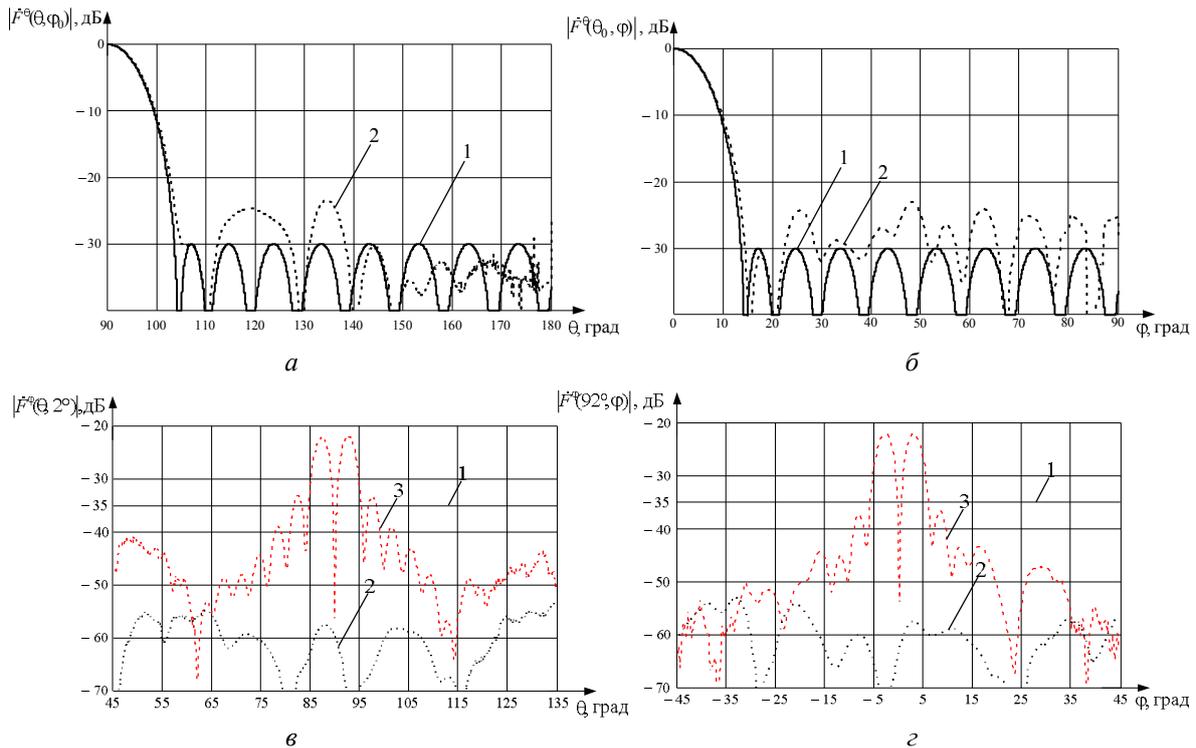


Рис. 10. Плоскостные ДН САР с заданными параметрами $F_B = F_{\Phi B} = F_{\Theta B} = -30$ дБ; $2\theta_{0,5} (2\varphi_{0,5}) = 10^\circ$; $K^{\text{КРОСС}} = -35$ дБ: а, в – плоскость θ $F^0(\theta, \varphi_0)$, $F^0(\theta, 2^\circ)$; б, г – плоскость φ $F^0(\theta_0, \varphi)$, $F^0(92^\circ, \varphi)$

Требуемый и достигнутый по результатам синтеза уровень бокового излучения на основной компоненте поля излучения сферической антенной решетки

Требуемый F_B	-20 дБ	-25 дБ	-30 дБ
Достигнутый по результатам синтеза F_B	-20 дБ	-23 дБ	-24 дБ

Заключение

Рассмотрено формирование ДН САР с различной шириной главного лепестка и требуемыми уровнями кроссполяризационной составляющей и боковых лепестков. На примере синтеза САР с различной шириной главного лепестка показано, что метод синтеза, описанный в [4], обеспечивает практически полное выполнение требований по кроссовой составляющей поля излучения при незначительном ухудшении параметров ДН на основной поляризации. Так, например, уровень кроссполяризационного излучения в направлении главного лепестка снижается на 27–36 дБ по сравнению с ДН антенной решетки, имеющей равномерное амплитудное распределение и фазовое распределение, учитывающее кривизну сферической поверхности. При этом наблюдается незначительное расширение главного лепестка (менее 1 %) и повышение уровня бокового излучения (менее 3 дБ) ДН по основной компоненте. В качестве требуемых значений параметров ДН с различной шириной главного лепестка ($2\varphi_{0,5} (2\theta_{0,5}) = 5^\circ$, $2\varphi_{0,5} (2\theta_{0,5}) = 10^\circ$ и $2\varphi_{0,5} (2\theta_{0,5}) = 15^\circ$) задавались фиксированные уровни бокового излучения на основной составляющей поляризации $F_B = -25$ дБ и кроссполяризационной составляющей $K^{\text{КРОСС}} = -35$ дБ.

Рассмотрено формирование ДН САР с требуемым уровнем кроссполяризационной составляющей и заданной шириной главного лепестка ДН антенной решетки при различных уровнях боковых лепестков. Метод синтеза, описанный в главе [4] на примере синтеза САР с различными уровнями боковых излучений на основной составляющей поляризации, демонстрирует практически полное выполнение требований по кроссовой составляющей поля излучения при незначительном ухудшении параметров ДН на основной поляризации. Так, например, уровень кроссполяризационного излучения в направлении главного лепестка снижается на 24–36 дБ в сравнении с антенной решеткой, имеющей равномерное амплитудное распределение и фазовое распределение, учитывающее кривизну сферической поверхности.

При этом наблюдается незначительное расширение главного лепестка (менее 1 %) и повышение уровня бокового излучения: менее 0,5 дБ для $F_B = -20$ дБ, менее 2 дБ для $F_B = -25$ дБ, менее 6 дБ для $F_B = -30$ дБ по основной компоненте. В качестве требуемых параметров ДН с фиксированной шириной главного лепестка $2\varphi_{0,5}(2\theta_{0,5}) = 10^\circ$ задавался постоянный уровень кроссполяризованной составляющей $K^{KPOCC} = -35$ дБ при различных уровнях бокового излучения ($F_B = -20$ дБ, $F_B = -25$ дБ, $F_B = -30$ дБ) на основной составляющей поля антенны.

Список литературы

1. Josefsson, L., Persson P. Conformal array antenna theory and design. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, 2006. 488 p.
2. Воскресенский Д.И., Пономарев Л.И., Филиппов В.С. Выпуклые сканирующие антенны. М.: Сов. радио, 1978. 304 с.
3. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки. М.: Техносфера, 2012. 560 с.
4. Бусел М.О. Метод синтеза конформной антенной решетки с учетом поляризационных свойств излучателей // Докл. БГУИР. 2017. № 5 (107). С. 5–12.
5. Бусел М.О., Калинин А.А., Романович А.Г. Результаты численных исследований конформных антенных решеток с пониженным уровнем кроссполяризованной составляющей поля // Наука и воен. безопасность. 2018. № 1. С. 50–54.
6. Бусел М.О., Калинин А.А., Романович А.Г. Математическая модель излучателя конформной антенной решетки с учетом его поляризационных свойств // Сб. науч. ст. Воен. акад. Респ. Бел. 2016. № 30. С. 86–95.

References

1. Josefsson, L., Persson P. Conformal array antenna theory and design. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, 2006. 488 p.
2. Voskresenskij D.I., Ponomarev L.I., Filippov V.S. Vypuklye skanirujushhie anteny. M.: Sov. radio, 1978. 304 s. (in Russ.)
3. Hansen R.S. Fazirovannyye antennoye reshetki. M.: Tehnosfera, 2012. 560 s. (in Russ.)
4. Busel M.O. Metod sinteza konformnoj antennoj reshetki s uchedom poljarizacionnyh svojstv izluchatelej // Dokl. BGUIR. 2017. № 5 (107). S. 5–12. (in Russ.)
5. Busel M.O., Kalinin A.A., Romanovich A.G. Rezul'taty chislennyh issledovaniy konformnyh antennyh reshetok s ponizhennym urovnem krosspoljarizacionnoj sostavljajushhej polja // Nauka i voen. bezopasnost'. 2018. № 1. S. 50–54. (in Russ.)
6. Busel M.O., Kalinin A.A., Romanovich A.G. Matematicheskaja model' izluchatelja konformnoj antennoj reshetki s uchedom ego poljarizacionnyh svojstv // Sb. nauch. st. Voен. akad. Resp. Bel. 2016. № 30. S. 86–95. (in Russ.)

Сведения об авторах

Бусел М.О., инженер кафедры информационно-вычислительных систем Военной академии Республики Беларусь.

Калинин А.А., к.т.н, доцент, начальник сектора СКБ-4 НПООО «ТСП».

Романович А.Г., к.т.н, доцент, начальник научно-исследовательского отдела ООО «Оборонные инициативы».

Information about the authors

Busel M.O., the engineer of chair of information and computing systems of Military academy Republic of Belarus.

Kalinin A.A., PhD, associate professor, head of scientific research sector SKB-4 of NPOOO «TSP».

Romanovich A.G., PhD, associate professor, head of scientific research department of ООО «Oboronnie initsiativi».

Адрес для корреспонденции

220057, Республика Беларусь,
г. Минск, пр-т Независимости, 220,
Военная академия Республики Беларусь
тел. +375-29-571-76-88;
e-mail: mischabox@yandex.by
Бусел Михаил Олегович

Address for correspondence

220057, Republic of Belarus,
Minsk, Nezavisimosty ave., 220,
Military academy Republic of Belarus
tel. +375-29-571-76-88;
e-mail: mischabox@yandex.by
Busel Mikhail Olegovitch

УДК 621.373.826:533.9+537.9

ОПТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ТОНКИХ ПЛЕНОК ZnO+10 % ИТО НА ПОДЛОЖКАХ АНОДНОГО ОКСИДА АЛЮМИНИЯ

Н.И. МУХУРОВ¹, С.В. ДЕНИСЮК¹, А.Н. ЧУМАКОВ², А.А. ШЕВЧЕНОК³, Л.В. БАРАН⁴,
А.Г. КАРОЗА⁴, Т.Ф. РАЙЧЕНОК², Н.А. БОСАК², А.А. ИВАНОВ², Х. ЧЖАН⁵, Г. Ю⁶

¹ГНПО «Оптика, оптоэлектроника и лазерная техника», Республика Беларусь

²Институт физики НАН Беларуси, Республика Беларусь

³Белорусский государственный аграрный технический университет, Республика Беларусь

⁴Белорусский государственный университет, Республика Беларусь

⁵Харбинский инженерный университет, Китай

⁶Харбинский университет науки и технологий, Китай

Поступила в редакцию 9 января 2019

Аннотация. Тонкие пленки оксида цинка ZnO, легированные 10 % ИТО (оксидом индия-олова), на подложках из анодного оксида алюминия сформированы в вакууме при высокочастотном импульсно-периодическом лазерном осаждении. Методом атомно-силовой микроскопии изучены морфологии пленок на пористой и беспористой поверхностях подложек. Экспериментально исследованы оптические свойства пленок в видимой, ближней и средней инфракрасных областях спектра электромагнитного излучения, спектры комбинационного рассеяния, а также особенности фотолюминесцентных характеристик. Пленки оксида цинка могут быть использованы в оптоэлектронных преобразователях как люминесцентный материал, в виде прозрачных электродов, чувствительных слоев газовых и биологических сенсоров, катализаторов, детекторов рентгеновского и гамма-излучений.

Ключевые слова: тонкие пленки ZnO, высокочастотное импульсное лазерное осаждение, подложки анодного оксида алюминия.

Abstract. ZnO thin films of zinc oxide doped with 10 % ITO (indium tin oxide) on anodic aluminum oxide substrates are formed in vacuum during high-frequency repetitively pulsed laser deposition. The morphology of films on porous and non-porous surfaces of substrates was studied by atomic force microscopy. The optical properties of the films in the visible, near, and middle IR regions of the electromagnetic radiation spectrum, the Raman spectra, and also the features of the photoluminescence characteristics have been experimentally investigated. Zinc oxide films can be used in optoelectronic transducers, as luminescent material, in the form of transparent electrodes, sensitive layers of gas and biological sensors, catalysts, X-ray and gamma-radiation detectors.

Keywords: ZnO thin films, high-frequency pulsed laser deposition, anodic alumina substrates.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 119, No. 1, pp. 91-98

Optical properties of thin films ZNO+10 % ITO on the substrate of anodic aluminum oxide
N.I. Mukhurov, S.V. Denisiuk, A.N. Chumakov, A.A. Shevchenok, L.V. Baran, A.G. Karoza,
T.F. Raichenok, N.A. Bosak, A.A. Ivanov, H. Zhang, G. Yu

Введение

Тонкие прозрачные проводящие оксидные пленки успешно применяются как в науке, так и в технике [1–4]. Оксид цинка – широкозонный полупроводник, обладающий уникальными электрофизическими и оптическими свойствами [5–10]. Прозрачные проводящие пленки оксида цинка, относящиеся к группе прозрачных проводящих оксидов (англ. TCO, transparent conducting oxide), сочетают в себе относительно высокие значения оптического пропускания и электропроводности и представляют большой интерес для создания различных оптоэлектронных приборов и устройств [11–15]. В качестве материала оксид цинка может быть использован в оптоэлектронных преобразователях как люминесцентный материал, в виде прозрачных электродов, чувствительных слоев газовых и биологических сенсоров, катализаторов, детекторов ультрафиолетового, рентгеновского и гамма-излучений [16–18].

Для получения таких пленок используется вакуумное осаждение: термическое, электроннолучевое, ионно-плазменное, магнетронное, импульсно-лазерное, химическое парофазное [19–21]. У каждого из перечисленных методов имеются определенные преимущества и недостатки. Импульсное лазерное осаждение тонких пленок оксидов имеет определенные преимущества [22–26]. Пленки ZnO+10 % ITO осаждались на подложки анодного оксида алюминия методом многоимпульсного высокочастотного лазерного испарения в вакууме. Подложки анодного оксида алюминия были получены электрохимическим окислением (анодированием) алюминия с последующим переводом в γ -оксид путем отжига при температуре 850 °С. Результаты исследования включают морфологии сформированных тонких пленок ZnO+10 % ITO на подложках γ -Al₂O₃, их спектры пропускания и комбинационного рассеяния, а также спектры фотолюминесценции.

Методика получения и исследования тонких пленок

Экспериментальная лазерная установка содержала: источник лазерного излучения с регулируемой частотой повторения лазерных импульсов от 5 до 50 кГц, оптическую систему наведения лазерного излучения на соответствующего состава мишень, вакуумную камеру и измерительно-диагностический модуль. Источником излучения в установке являлся лазер на неодимовом стекле (рабочая длина волны $\lambda = 1,06$ мкм). Для получения многоимпульсного режима генерации лазера с высокой частотой повторения импульсов внутри резонатора вблизи глухого зеркала установлен пассивный оптический затвор кристаллического фторида лития LiF с F₂⁻центрами окраски, подвергнутого предварительно радиационному облучению. Варьированием уровня накачки лазера и оптической плотности затвора достигалось изменение частоты повторения лазерных импульсов, а длительность лазерных импульсов на полувысоте составляла порядка 85 нс. Вакуумная система установки обеспечивала проведение экспериментов при пониженном до 2,7 Па давлении. Рабочий режим эффективного эрозионного плазмообразования реализовывался за счет многоимпульсного высокочастотного лазерного воздействия на поверхность распыляемой мишени. Осаждение макроскопически однородных тонких пленок достигалось при плотности мощности лазерного излучения $q = 32$ МВт/см² и частоте повторения импульсов $f \sim 20$ –30 кГц. Топография поверхности образцов исследовалась с помощью сканирующего зондового микроскопа Solver P47-Pro (НТ-МДТ, Россия) в полуконтактном режиме. Зависимость пропускания оптического излучения тонкими пленками в широком спектральном диапазоне (от ультрафиолетового (УФ) до ближнего инфракрасного (ИК)) измерялась на спектрофотометре Cary 500 Scan, представляющем собой многоцелевую, автоматизированную систему, обеспечивающую измерение, обработку выходной информации и ее регистрацию. ИК-спектры пропускания тонких пленок измерялись также с использованием ИК-Фурье-спектрометра NEXUS (Thermo Nicolet). Спектры регистрировались в спектральном диапазоне 500–4000 см⁻¹ с разрешением 2 см⁻¹ после 128 сканов с помощью DTGS-детектора. Спектры комбинационного рассеяния (КРС) регистрировались в спектральном интервале 320–2500 см⁻¹ на спектрометре SpectroPro 500i после 30 сканов. Рассеяние возбуждалось излучением с длиной волны 532 нм, мощность которого на образце не превышала 25 мВт. Геометрия сбора рассеянного излучения – «обратное рассеяние». Спектры фотолюминесценции регистрировались на автоматизированном спектрофлуориметре CM 2203 (фирма SOLAR).

Полученные результаты и их обсуждение

Методом атомно-силовой микроскопии установлено, что исходная подложка γ -оксида алюминия имеет пористую (рис. 1, *a, б*), и беспористую поверхности (рис. 1, *з, д*). Как видно из рис. 1, *a, з* поры упорядоченно расположены по всей поверхности подложки. Анализ профиля сечений вдоль выделенных линий на рис. 1, *в, е* показал, что средний диаметр пор составляет 50 нм, при этом расстояние между порами равно 40–60 нм.

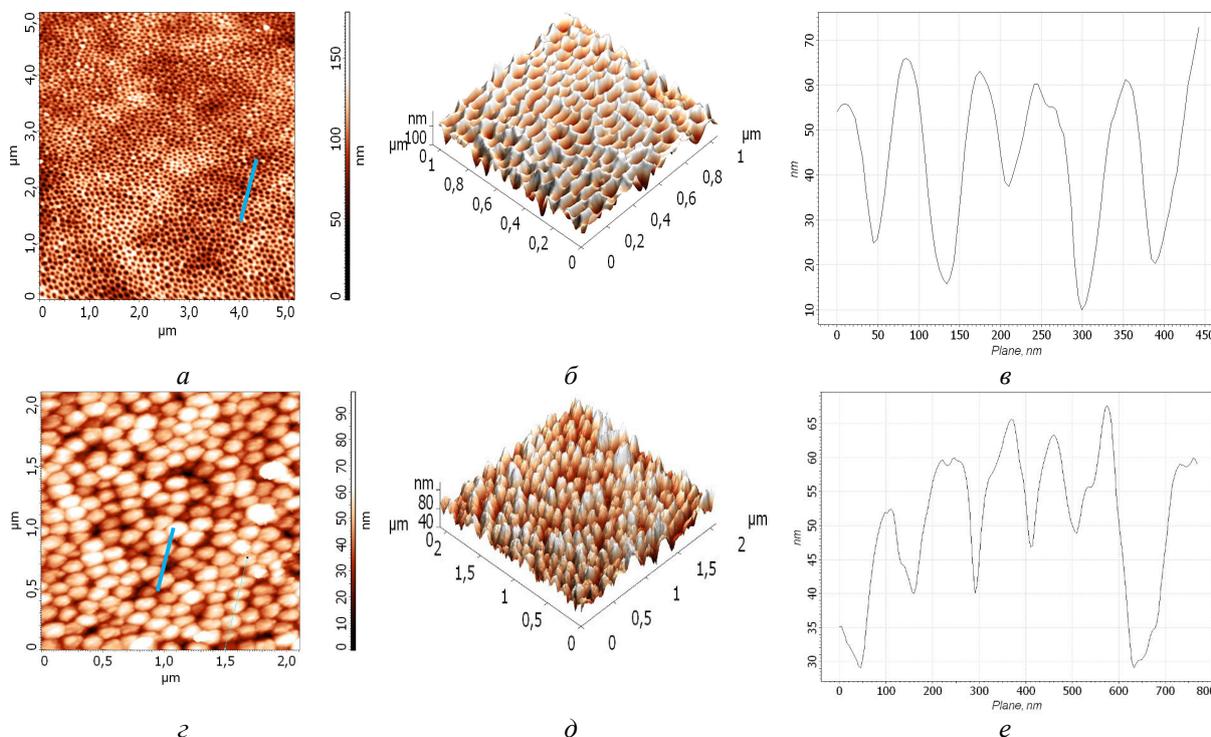


Рис. 1. Топографии поверхности исходной подложки γ -оксида алюминия: с пористой стороны: *a* – двумерное изображение, *б* – трехмерное изображение, *в* – профиль сечения; с беспористой стороны: *з* – двумерное изображение, *д* – трехмерное изображение, *е* – профиль сечения вдоль выделенной линии

При осаждении пленки ZnO+10 % ITO на подложку из γ -оксида алюминия методом многоимпульсного высокочастотного лазерного испарения в вакууме формируется наноразмерная структура. Как видно из рис. 2, пленка повторяет структуру подложки, при этом поры подложки заполняются частично или полностью осаждаемым материалом. Средний размер структурных элементов пленки составляет 50 нм, однако на поверхности встречаются частицы с латеральным размером 80–100 нм, но доля их незначительна.

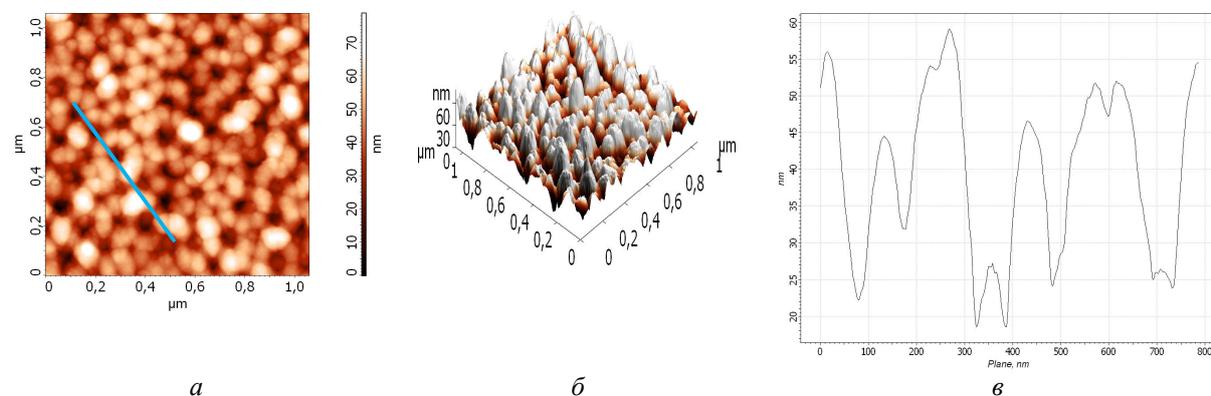


Рис. 2. Топография поверхности лазерно-осажденной тонкой пленки ZnO + 10 % ITO на подложке γ -оксида алюминия с пористой стороны: *a, в* – двумерное изображение; *б* – трехмерное изображение; *з* – профиль сечения вдоль выделенной линии

Пропускание подложки γ -оксида алюминия с беспористой стороны и осажденных на ней пленок оксида цинка ZnO, легированных 10 % ИТО (оксидом индия-олова) (образец № 1), представлены на рис. 3, а. Спектры пропускания подложки γ -оксида алюминия со стороны пористой поверхности и осажденных на ней пленок оксида цинка (образец № 2), показанные на рис. 3, б, регистрировались на спектрофотометре Cary 500 Scan в УФ, видимом и ближнем ИК диапазонах спектра. Пропускание подложки оксида алюминия с беспористой стороны резко нарастает до 600 нм, затем замедляется и достигает 90 % в области длин волн свыше 1100 нм, в то время как пропускание для пленки оксида цинка на подложке γ -оксида алюминия с беспористой стороны характеризуется плавным ростом, причем в обоих случаях в области длин волн свыше 1100 нм заметны осцилляции пропускания с характерным периодом 30 нм.

Пропускание подложки оксида алюминия с пористой поверхности резко нарастает до 600 нм, затем замедляется и достигает 90 % в области длин волн свыше 1200 нм, в то время как пропускание для пленки оксида цинка на подложке γ -оксида алюминия пористой поверхности характеризуется заметным ростом, причем в обоих случаях в области длин волн свыше 1200 нм заметны осцилляции пропускания.

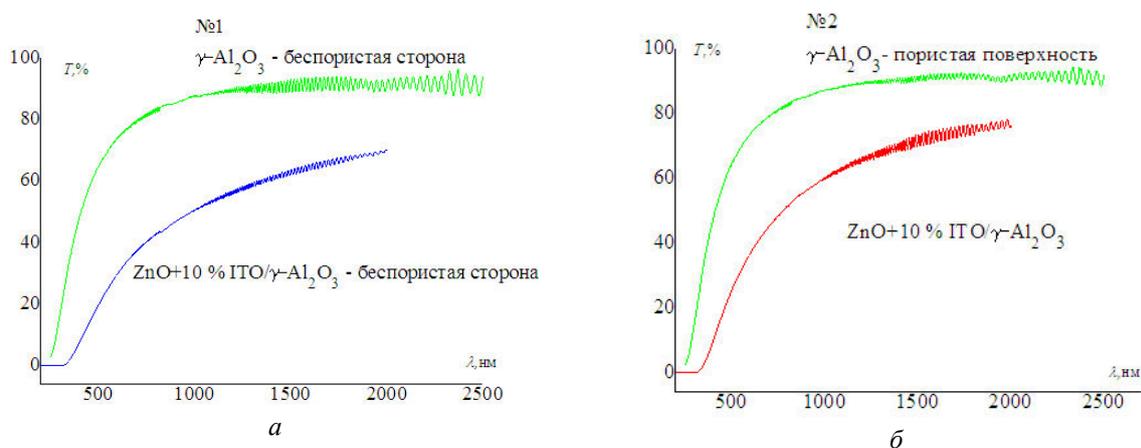


Рис. 3. Спектры пропускания в видимой и ближней ИК-области подложки γ -оксида алюминия с беспористой стороны и пленки оксида цинка с добавками ИТО на ней (№ 1, а) и спектры пропускания подложки γ -оксида алюминия со стороны пористой поверхности и пленки оксида цинка с добавками ИТО на ней (№ 2, б)

На рис. 4, б и 5, б видна полоса пропускания в области 1260 см^{-1} , а интенсивность поглощения группы ОН в ИК-спектре (3500 см^{-1}) существенно уменьшилась. При записи КР-спектров максимум люминесценции наблюдается для исходного образца при 1726 см^{-1} (рис. 6, а), а для образца с покрытием – при 1892 см^{-1} (рис. 6, б).

Из условия интерференционных максимумов интенсивности можно оценить толщину нанесенной пленки оксида цинка h :

$$2hn = m\lambda. \quad (1)$$

С учетом первого порядка интерференции $m = 1$, длины волны $\lambda = 1,5 \text{ мкм}$ и показателя преломления оксида цинка $n = 2,02$ получаем приближенное значение толщины нанесенной пленки оксида цинка $h \approx 0,4 \text{ мкм}$.

Спектры люминесценции образцов № 1 и № 2 практически совпадают по форме (рис. 7) и не зависят от длины волны возбуждения. Спектры возбуждения люминесценции образцов № 1 и № 2 так же практически совпадают по форме и не зависят от длины волны регистрации (рис. 8). Эти экспериментальные факты говорят о том, что свечение принадлежит центрам испускания одного типа. Однако интенсивность свечения образца № 2 более, чем в 2 раза превосходит интенсивность свечения образца № 1.

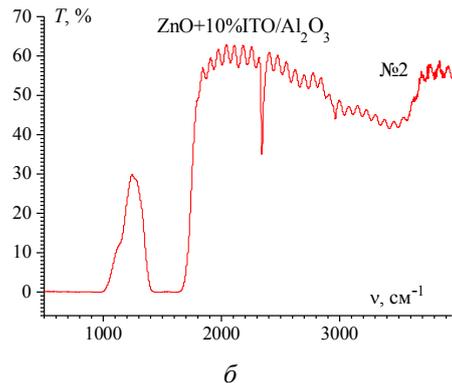
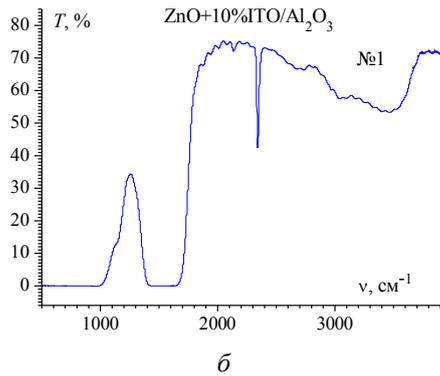
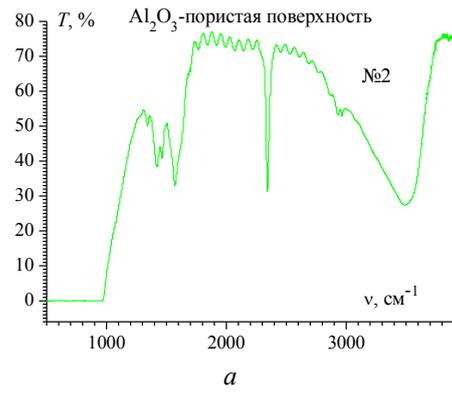
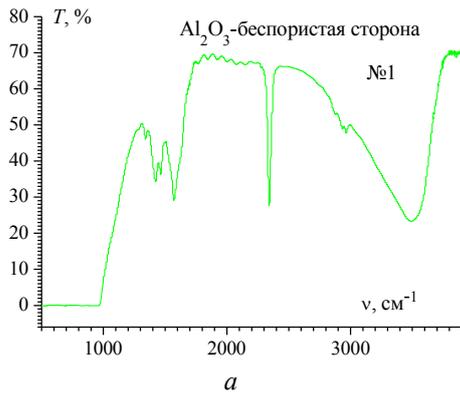


Рис. 4. Спектры пропускания в средней ИК-области подложки γ -оксида алюминия с беспористой стороны (а) и пленки оксида цинка с добавками ИТО на ней (б)

Рис. 5. Спектры пропускания в средней ИК-области подложки γ -оксида алюминия со стороны пористой поверхности (а) и пленки оксида цинка с добавками ИТО на ней (б)

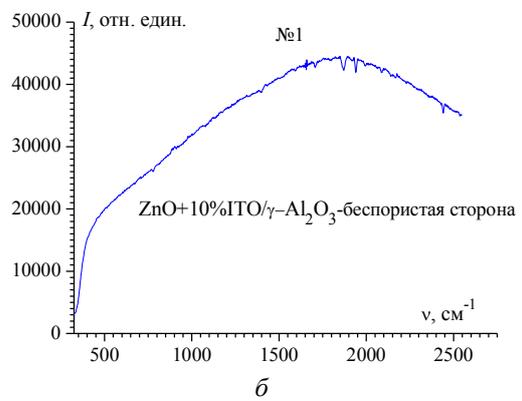
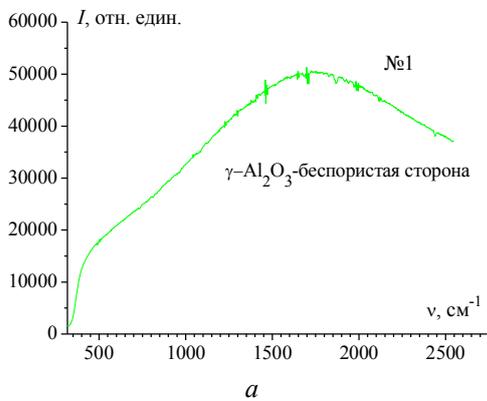


Рис. 6. Спектр КР подложки γ -оксида алюминия с беспористой стороны (а) и спектр КР пленки оксида цинка с добавками ИТО на ней (б)

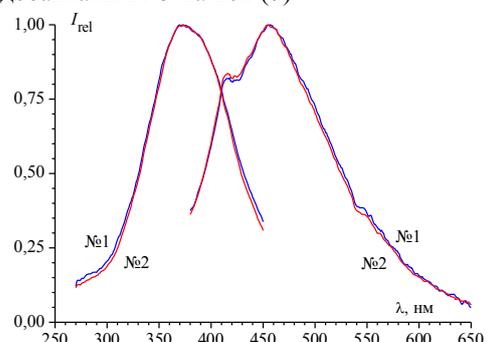
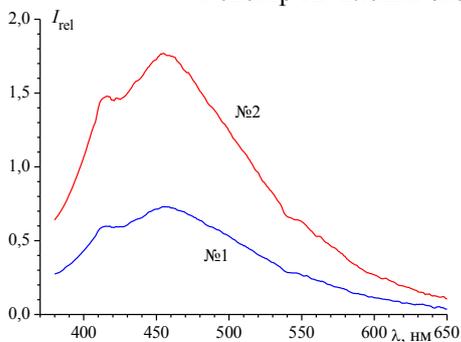


Рис. 7. Спектры фотолуминесценции образцов № 1 и № 2, полученные при возбуждении на длине волны 320 нм

Рис. 8. Спектры люминесценции ($\lambda_{\text{в}} = 320$ нм) и спектры возбуждения люминесценции ($\lambda_{\text{рег}} = 520$ нм) образцов № 1 и № 2, приведенные к единице

Заключение

Методом импульсного высокочастотного лазерного осаждения керамических мишеней в вакууме получены тонкие пленки оксида цинка ZnO, легированные оксидом индия-олова (10 % ИТО), на подложке γ -Al₂O₃. Пленки сформированы на поверхности с беспористой стороны с барьерным слоем (образец № 1) и пористой поверхности (образец № 2). Представлены результаты исследований спектров пропускания и спектров фотолюминесценции пленок легированного оксида цинка на подложке анодного оксида алюминия γ -модификации. Наблюдается полоса пропускания в области 1260 см⁻¹. Независимость спектров люминесценции и возбуждения люминесценции от длин волн возбуждения и регистрации свидетельствует об идентичности центров испускания образцов № 1 и № 2. Структуры тонкопленочного оксида цинка ZnO, легированного 10 % ИТО, сформированного на подложке анодного оксида алюминия в качестве чувствительного слоя, могут быть применены для разработки газовых и биологических сенсоров, солнечных элементов, в том числе тандемной конструкции.

Список литературы

1. Yu X., Marks T.J., Facchetti A. Metal oxides for optoelectronic applications // *Nature Materials Review*. 2016. Vol. 15. P. 383–396.
2. Stadler A. Transparent Conducting Oxides - An Up-To-Date Overview // *Materials*. 2012. No. 5. P. 661–683.
3. Семикина Т.В., Комашенко В.Н., Шмырева Л.Н. Оксидная электроника как одно из направлений прозрачной электроники // *Электроника и связь*. 2010. № 3. С. 20–28.
4. Wagner J.F., Keszler D.A., Presley R.E. Transparent electronics // *Springer Science+Business Media, LLC*, 2008. 217 p.
5. Wöll C. The chemistry and physics of zinc oxide surfaces // *Prog. Surf. Sci.* 2007. Vol. 82. P. 55–120.
6. Janotti A., Van de Walle C. Fundamentals of zinc oxide as a Semiconductor // *Rep. Prog. Phys.* 2009. Vol. 72. P. 126501–126529.
7. A comprehensive review of ZnO materials and devices / Ü. Özgür [et al.] // *J. of Appl. Phys.* 2005. Vol. 98. P. 041301–041494.
8. Ellmer K. ZnO and Its Applications, in: *Transparent Conductive Zinc Oxide. Basics and Applications in Thin Film Solar Cells* // *Springer Series in Materials Science*. 2008. Vol. 104. P. 1–33.
9. Djurišić A.B., Ng A.M.C., Chen X.Y. Review ZnO nanostructures for optoelectronics: material properties and device applications // *Prog. Quant. Electron.* 2010. Vol. 34. P. 191–259.
10. Evolution of ZnO microstructures from hexagonal disk to prismoid, prism and pyramid and their crystal facet-dependent gas sensing properties / N. Qin [et al.] // *Cryst. Eng. Comm.* 2014. Vol. 16. P. 7062–7073.
11. Electrical conductivity and optical properties of ZnO nanostructured thin film / M. Caglar [et al.] // *Appl. Surf. Sci.* 2009. Vol. 255. P. 4491–4496.
12. Physics of high-conductivity transparent materials on the basis of wide-gap zinc oxide / G.V. Lashkaryov [et al.] // *Low Temperature Physics*. 2017. Vol. 43, No. 4. P. 643–648.
13. Synthesis and characterization of nanostructured zinc oxide layers for sensors / L.K. Krastev [et al.] // *FTI*. 2013. Vol. 47, No. 4. P. 564–569.
14. Nanostructured materials based on zinc oxide for heterostructural solar cells / A.A. Bobkov [et al.] // *FTI*. 2015. Vol. 49, No. 10. P. 1402–1406.
15. Synthesis of nanostructures based on zinc oxide to create heterostructural photovoltaic elements / N.A. Lashkova [et al.] // *FTI*. 2016. Vol. 50, No. 9. P. 1276–1282.
16. Crystallinity, Stoichiometry, and Luminescence of High Quality ZnO Nanoclusters / D. Tainoff [et al.] // *J. Phys. Chem. C*. 2008. Vol. 112. P. 12623–12627.
17. Ellmer K. Transparent Conductive Zinc Oxide and Its Derivatives, in: *Handbook of transparent conductors*. New York: Springer, 2010. P. 193–263.
18. Lianguzov N.V. Synthesis of nanostructures based on zinc oxide and their physical properties / *Diss. ... cand. fiz.-mat. sciences*. Rostov-on-Don: Southern Federal University, 2014. 105 p.
19. Зима В.Н., Козлов А.Г., Танская Т.Н. Структура и морфология пленок оксида цинка, полученных реактивным магнетронным напылением // *Вест. Омского ун-та*. 2013. № 2. С. 75–79.
20. Перспективы импульсного электроосаждения иерархических наноструктур оксида цинка / Н.П. Ключко [и др.] // *ФТП*. 2013. Т. 47, вып. 8. С. 1129–1136.
21. Семикина Т.В. Диодные структуры и электрические свойства пленок ZnO, полученных методом атомного послойного осаждения // *Оптоэлектроника и полупроводниковая техника*. 2016. Вып. 51. С. 150–157.

22. Кашкул И.Н.К. Технология и свойства пленок оксида цинка для тонкопленочных солнечных модулей / Дисс... канд. тех. наук. Санкт-Петербург, 2017. 117 с.
23. Чумаков А.Н., Авраменко В.Б., Босак Н.А. Плазмообразование при высокочастотном импульсно-периодическом лазерном воздействии на металлы в воздухе при пониженном и атмосферном давлении // ЖПС. 2012. Т. 79, № 2. С. 279–287.
24. Структура и оптические свойства углеродных пленок, полученных при многоимпульсном лазерном осаждении / А.Н. Чумаков [и др.] // ЖПС. 2012. Т. 79, № 4. С. 681–685.
25. Оптические свойства лазерно-осаждаемых тонких пленок оксида цинка / А.Н. Чумаков [и др.] // Электроника-инфо. 2016. № 2. С. 32–37.
26. Чумаков А.Н., Босак Н.А., Панина А.В. Приповерхностное плазмообразование в воздухе при двухимпульсном лазерном воздействии на двух длинах волн // ЖПС. 2017. Т. 84, № 4. С. 595–602.

References

1. Yu X., Marks T.J., Facchetti A. Metal oxides for optoelectronic applications // Nature Materials Review. 2016. Vol. 15. P. 383–396.
2. Stadler A. Transparent Conducting Oxides - An Up-To-Date Overview // Materials. 2012. No. 5. P. 661–683.
3. Semikina T.V., Komashhenko V.N., Shmyreva L.N. Oksidnaja jelektronika kak odno iz napravlenij prozrachnoj jelektroniki // Jelektronika i svjaz'. 2010. № 3. S. 20–28. (in Russ.)
4. Wagner J.F., Keszler D.A., Presley R.E. Transparent electronics // Springer Science+Business Media, LLC, 2008. 217 p.
5. Wöll C. The chemistry and physics of zinc oxide surfaces // Prog. Surf. Sci. 2007. Vol. 82. P. 55–120.
6. Janotti A., Van de Walle C. Fundamentals of zinc oxide as a Semiconductor // Rep. Prog. Phys. 2009. Vol. 72. P. 126501–126529.
7. A comprehensive review of ZnO materials and devices / Ü. Özgür [et al.] // J. of Appl. Phys. 2005. Vol. 98. P. 041301–041494.
8. Ellmer K. ZnO and Its Applications, in: Transparent Conductive Zinc Oxide. Basics and Applications in Thin Film Solar Cells // Springer Series in Materials Science. 2008. Vol. 104. P. 1–33.
9. Djurišić A.B., Ng A.M.C., Chen X.Y. Review ZnO nanostructures for optoelectronics: material properties and device applications // Prog. Quant. Electron. 2010. Vol. 34. P. 191–259.
10. Evolution of ZnO microstructures from hexagonal disk to prismoid, prism and pyramid and their crystal facet-dependent gas sensing properties / N. Qin [et al.] // Cryst. Eng. Comm. 2014. Vol. 16. P. 7062–7073.
11. Electrical conductivity and optical properties of ZnO nanostructured thin film / M. Caglar [et al.] // Appl. Surf. Sci. 2009. Vol. 255. P. 4491–4496.
12. Physics of high-conductivity transparent materials on the basis of wide-gap zinc oxide / G.V. Lashkaryov [et al.] // Low Temperature Physics. 2017. Vol. 43, No. 4. P. 643–648.
13. Synthesis and characterization of nanostructured zinc oxide layers for sensors / L.K. Krastev [et al.] // FTI. 2013. Vol. 47, No. 4. P. 564–569.
14. Nanostructured materials based on zinc oxide for heterostructural solar cells / A.A. Bobkov [et al.] // FTI. 2015. Vol. 49, No. 10. P. 1402–1406.
15. Synthesis of nanostructures based on zinc oxide to create heterostructural photovoltaic elements / N.A. Lashkova [et al.] // FTI. 2016. Vol. 50, No. 9. P. 1276–1282.
16. Crystallinity, Stoichiometry, and Luminescence of High Quality ZnO Nanoclusters / D. Tainoff [et al.] // J. Phys. Chem. C. 2008. Vol. 112. P. 12623–12627.
17. Ellmer K. Transparent Conductive Zinc Oxide and Its Derivatives, in: Handbook of transparent conductors. New York: Springer, 2010. P. 193–263.
18. Lianguzov N.V. Synthesis of nanostructures based on zinc oxide and their physical properties / Diss. ... cand. fiz.-mat. sciences. Rostov-on-Don: Southern Federal University, 2014. 105 p.
19. Zima V.N., Kozlov A.G., Tanskaja T.N. Ctruktura i morfologija plenok oksida cinka, poluchennyh reaktivnym magnetronnym napyleniem // Vest. Omskogo un-ta. 2013. № 2. S. 75–79.
20. Perspektivy impul'snogo jelektroosazhdenija ierarhicheskikh nanostruktur oksida cinka / N.P. Klochko [i dr.] // FTP. 2013. Т. 47, вып. 8. S. 1129–1136. (in Russ.)
21. Semikina T.V. Diodnye struktury i jelektricheskie svojstva plenok ZnO, poluchennyh metodom atomnogo poslojnogo osazhdenija // Optojelektronika i poluprovodnikovaja tehnika. 2016. Vyp. 51. S. 150–157. (in Russ.)
22. Kashkul I.N.K. Tehnologija i svojstva plenok oksida cinka dlja tonkoplenochnyh solnechnyh modulej / Diss... kand. teh. nauk. Sankt-Peterburg, 2017. 117 s. (in Russ.)
23. Chumakov A.N., Avramenko V.B., Bosak N.A. Plazmoobrazovanie pri vysokochastotnom impul'sno-periodicheskom lazernom vozdejstvii na metally v vozduhe pri ponizhennom i atmosfernom davlenii // ZhPS. 2012. Т. 79, № 2. S. 279–287. (in Russ.)

24. Struktura i opticheskie svoystva uglerodnyh plenok, poluchennyh pri mnogoimpul'snom lazernom osazhdenii / A.N. Chumakov [i dr.] // ZhPS. 2012. T. 79, № 4. S. 681–685. (in Russ.)
25. Opticheskie svoystva lazerno-osazhdaemyh tonkih plenok oksida cinka / A.N. Chumakov [i dr.] // Jelektronika-info. 2016. № 2. S. 32–37. (in Russ.)
26. Chumakov A.N., Bosak N.A., Panina A.V. Pripoverhnostnoe plazmoobrazovanie v vozduhe pri dvuhimpul'snom lazernom vozdeystvii na dvuh dlinah voln // ZhPS. 2017. T. 84, № 4. S. 595–602. (in Russ.)

Информация об авторах

Мухуров Н.И., д.т.н., профессор, заведующий лабораторией микро- и наносенсорики ГНПО «Оптика, оптоэлектроника и лазерная техника».

Денисюк С.В., научный сотрудник лаборатории микро- и наносенсорики ГНПО «Оптика, оптоэлектроника и лазерная техника».

Чумаков А.Н., д.ф.-м.н., заведующий лабораторией радиационной плазмодинамики Института физики Национальной академии наук Беларуси.

Шевченко А.А., к.т.н., доцент Белорусского государственного аграрного технического университета.

Баран Л.В., к.ф.-м.н., заведующая сектором Белорусского государственного университета.

Кароза А.Г., ведущий инженер Центра аналитических и спектральных измерений Института физики Национальной академии наук Беларуси.

Райченко Т.Ф., к.ф.-м.н., ведущий научный сотрудник лаборатории физики инфракрасных лучей Института физики Национальной академии наук Беларуси.

Босак Н.А., к.ф.-м.н., в.н.с. лаборатории радиационной плазмодинамики Института физики Национальной академии наук Беларуси.

Иванов А.А., магистрант Белорусского государственного университета.

Чжан Х., доктор философии, профессор Харбинского инженерного университета.

Ю Г., доктор философии, профессор Харбинского университета науки и технологий.

Адрес для корреспонденции

220072, Республика Беларусь,
г. Минск, пр. Независимости, 68,
ГНПО «Оптика, оптоэлектроника
и лазерная техника»
тел. +375-17-281-32-30;
e-mail: n.mukhurov@oelt.basnet.by
Мухуров Николай Иванович

Information about the authors

Mukhurov N.I., D.Sci, professor, head of the laboratory of the micro- and nanosensorics of SSPA «Optics, optoelectronics and laser technology».

Denisiuk S.V., researcher of the laboratory of micro- and nanosensorics of SSPA «Optics, optoelectronics and laser technology».

Chumakov A.N, D.Sci, head of the laboratory of radiation plasmadynamics of Institute of physics of National academy of sciences of Belarus.

Shevchenok A.A., PhD, associate professor of Belarusian state agrarian technical university.

Baran L.V., PhD, head of the sector of Belarusian state university.

Karoza A.G., leading engineer of the Center for analytical and spectral measurements of Institute of physics of National academy of sciences of Belarus.

Raichenok T.F., Ph.D, Leader researcher of the laboratory of physics of infrared rays of Institute of physics of National academy of sciences of Belarus.

Bosak N.A., PhD, leader researcher of the laboratory of radiative plasmadynamics of Institute of physics of National academy of sciences of Belarus.

Ivanov A.A., master student of Belarusian state university.

Zhang H., doctor of philosophy, professor of Harbin engineering university.

Yu G., doctor of philosophy, professor of Harbin university of science and technology.

Address for correspondence

220072, Republic of Belarus,
Minsk, Nezavisimosti ave., 68,
SSPA «Optics, optoelectronics
and laser technology»
tel. + 375-17-281-32-30;
e-mail: mukhurov@oelt.basnet.by
Mukhurov Nikolai Ivanovich

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 621.385.6

**ИЗЛУЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОНОВ В КЛИНОТРОНАХ
ПРИ ОСАЖДЕНИИ НА ПОВЕРХНОСТЬ ЗАМЕДЛЯЮЩЕЙ СИСТЕМЫ**

А.А. КУРАЕВ, В.В. МАТВЕЕНКО

Поступила в редакцию 9 января 2019

Аннотация. Показано, что при расчете клинотронов следует учитывать излучение электронов, осаждаемых на поверхность замедляющей системы. Приведены формулы E_θ , H_ϕ полного излучения электрона в нерелятивистском варианте клинотрона.

Ключевые слова: клинотрон, излучение электронов, замедляющая система.

Abstract. It is shown necessary taking into account the clinotron electron radiation while running into the surface of slow-wave structure. The formulas E_θ , H_ϕ of the total clinotron electron radiation for the nonrelativistic version are presented.

Keywords: clinotron, electron radiation, slow-wave structure.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 119, No. 1, pp. 99-101
Clinotron electron radiation while running into the surface of slow-wave structure
A.A. Kurayev, V.V. Matveyenka

Введение

Важное место в электронике КВЧ (крайне высоких частот) занимают клинотроны [1]. Их особенность состоит в том, что электронный поток осаживается под острым углом на замедляющую систему в области взаимодействия. Это дает возможность в КВЧ диапазоне приблизить послонно электронный поток к поверхностной волне замедляющей системы. Благодаря этому эффективность клинотронов резко возрастает. Однако существует еще один дополнительный механизм улучшения эффективности клинотронов – излучение электронов при осаждении на металлическую поверхность замедляющей системы. Этот механизм ранее не рассматривался. Он состоит из дипольного излучения электрона и его изображения и излучения, возникающего при аннигиляции заряда и его изображения на поверхности металла (или внезапной остановке электрона). В настоящем сообщении в нерелятивистском приближении даны формулы E_θ , H_ϕ полного излучения электронов в клинотроне.

Схема расчета излучения электрона и формула для E_θ , H_ϕ излучения

Будем рассматривать полное излучение электронов в клинотроне в нерелятивистском приближении, поскольку эти приборы не относятся к релятивистским (ускоряющее напряжение электронного пучка v_0 не превышает нескольких киловольт [1]). Это позволяет рассчитывать излучение электронов в движущейся с продольной скоростью электронов $v_{||}$ системе координат. В этой системе (рисунок) имеется только одна нормальная к поверхности металла скорость электронов и изображения $\pm v_{\perp 1}$ и $\pm v_{\perp 2}$. Точка наблюдения М определяется меридианным углом θ и радиус-вектором \vec{r} .

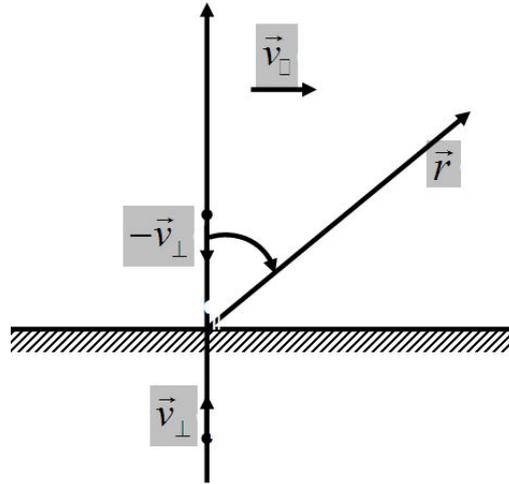


Рис. 1. Положения электрона ($-e$) и его изображения (e); их скорости: $-\vec{v}_\perp$ и \vec{v}_\perp , \vec{r} – радиус-вектор точки наблюдения излучения M в движущейся со скоростью \vec{v}_0 системе координат

Излучение обоих видов хорошо изучено [2, 3], и в нерелятивистском варианте поля полного излучения представляются в виде (в системе единиц СГСЭ):

$$E_\theta = H_\phi = -\frac{ev_\perp}{\pi c^2} \frac{\sin \theta e^{-jkr}}{r} \quad (1)$$

Здесь e – заряд электрона по модулю, c – скорость света в пустоте, $k = \omega / c$, ω – угловая частота излучения.

Заметим, что в нерелятивистском случае оба вида излучения (дипольное и связанное с исчезновением заряда) имеют одинаковый вклад в формуле (1) для полей излучения.

При использовании в моделировании клинотрона метода «крупных частиц» в формуле (1) следует заменить заряд электрона e на заряд Δq_i «крупной частицы».

Интегральное излучение может быть рассчитано для конкретной конфигурации и режима клинотрона при известных фазовых траекториях электронов (или $i = \overline{1, N}$ «крупных частиц») в приборе.

Заключение

Приведенные формулы для E_θ H_ϕ могут быть использованы для коррекции проводимых расчетов конструкций клинотронов. Особый интерес представляет изучение влияния приповерхностного излучения электронов на пусковые режимы клинотронов.

Список литературы

1. Еремка В.Д., Пишко О.Ф. Применение клинотронного эффекта в вакуумных источниках терагерцовых электромагнитных колебаний // Радиофизика та Електроніка. 2018. Т. 23, № 3. С. 9–39.
2. Батыгин В.В., Топтыгин И.Н. Сборник задач по электродинамике. М.: ГИФМЛ, 1962. 480 с.
3. Кураев А.А., Попкова Т.А., Сеницын А.К. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Инфра-М, 2016. 424 с.

References

1. Eremka V.D., Pishko O.F. Primenenie klinotronnogo jeffekta v vakuumnyh istochnikah teragercovykh jelektromagnitnyh kolebanij // Radiofizika ta Elektronika. 2018. T. 23, № 3. S. 9–39. (in Russ.)
2. Batygin V.V., Topotygin I.N. Sbornik zadach po jelektrodinamike. M.: GIFML, 1962. 480 s. (in Russ.)
3. Kuraev A.A., Popkova T.A., Sinicyun A.K. Jelektrodinamika i rasprostranenie radiovoln. M.: Infra-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.

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: vladimir66@bsuir.by
Матвеенко Владимир Владимирович

Information about the authors

Kurayev A.A., D.Sci., professor, professor of information radiotechnologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics

Matveyenka V.V., PhD, associate professor, associate professor of computational methods and programming department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka, st., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-17-293-89-56;
e-mail: vladimir66@bsuir.by
Matveyenka Vladimir Vladimirovich

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.

