
ДОКЛАДЫ БГУИР

Выходит два раза в квартал

Научный журнал издается с января 2003 года

*Журнал зарегистрирован в Министерстве информации Республики Беларусь,
свидетельство о регистрации № 1087 от 23.01.2010 г.*

Входит в Перечень научных изданий Республики Беларусь
для опубликования результатов диссертационных исследований,
включен в базу данных Российского индекса научного цитирования (РИНЦ)

Главный редактор

Вадим Анатольевич Богуш

Ректор Белорусского государственного университета
информатики и радиоэлектроники, Минск, Беларусь

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, Писецкий Ю.В., Сигов А.С., М.М. Татур

Редакционный совет:

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

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

Телефон редакции: +375-17-293-88-41

Web-сайт: www.doklady.bsuir.by; e-mail: doklady@bsuir.by

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОФИЗИКА, РАДИОТЕХНИКА, ИНФОРМАТИКА

Галкин Я.Д., Дворников О.В., Чеховский В.А., Прокопенко Н.Н. Экспериментальные исследования и модель двухзатворного JFET для аналоговых интегральных микросхем.....	5
Муха В.С. Сравнительный численный анализ байесовского решающего правила и вероятностной нейронной сети для распознавания образов	13

Беленкевич Н.И., Ильинков В.А. Математическое моделирование сигналов, линейных звеньев и реакций систем телекоммуникаций и радиоэлектроники во временной области.....	22
Будько А.А., Дворникова Т.Н. Структуры процессоров для вычисления мгновенного спектра по Уолшу	31
Гейстер С.Р., Семашко П.Г. Междупериодное когерентное накопление принятого сигнала при переменном периоде повторения зондирующего сигнала	40
Гульпа Д.Ю., Кузьмар И.И. Кушнер Л.К., Дежкунов Н.В., Хмыль А.А. Электрохимическое осаждение покрытий сплавом олово-медь	49
Малевич И.Ю., Бобков Ю.Ю., Заяц П.В., Иванов С.Г. Приемно-передающий модуль для цифровой антенной решетки диапазона ОВЧ с переключаемой ортогональной поляризацией	58
Певнева Н.А., Кондрашов Д.А., Гурский А.Л., Гусинский А.В. Определение S-параметров и диэлектрической проницаемости образцов кварцевой керамики в миллиметровом диапазоне длин волн.....	65
Пушкарева Н.В. Система оперативного контроля психофизиологических показателей операторов иерархических систем при принятии управленческих решений	72
Емельянов В.А., Шершнев Е.Б., Соколов С.И., Купо А.Н. Моделирование температурного поля и расчет механических напряжений при двухлучевом лазерном управляемом термораскалывании кварцевого стекла	80
Козлов С.В., Ле Ван Кыонг. Способ длительного когерентно-некогерентного накопления сигнала при ненулевых высших производных дальности до радиолокационной цели	89
Строгова А.С. Температурный коэффициент сопротивления легированных редкоземельными элементами наноструктурированных пленок кремния	99
<i>КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ</i>	
Сущеня Г.А. Определение влияния предикторов и вероятности развития отслойки сетчатки у детей на основании анализа отношения шансов.....	106
Приложение	110

Ответственный за выпуск Т.В. МИРОНЕНКО
 Корректурa и верстка Л.В. КОНДАКОВА
 Компьютерный дизайн А.Д. ГУРБО

Подписано в печать 22.11.2021. Формат 60×84 ¼. Бумага офсетная. Отпечатано на ризографе.
 Усл. печ. л. 13,25. Уч.-изд. л. 11,3. Тираж 100 экз. Заказ 199.
 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 24.12.2020. 220013, г. Минск, ул. П. Бровки, 6.

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2021

DOKLADY BGUIR

Published twice quarterly

The journal has been published since January, 2003

The journal was registered on January 23, 2010 by the Ministry of Information of the Republic of Belarus in the State Registry of Mass Media, reg. No. 1087.

The journal included in the List of Scientific Editions for Publication of the Results of Dissertation Researches in the Republic of Belarus and in the Database of Russian Science Citation Index (RSCI)

Editor-In-Chief

Vadim Anatol'evich Bogush

Rector of the Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarus

Address of editorial office: P. Brovka str., 6, rm. 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

Galkin Y.D., Dvornikov O.V., Tchekhovski V.A., Prokopenko N.N. Experimental studies and a double gate JFET model for analog integrated circuits.....	5
Mukha V.S. Comparative numerical analysis of Bayesian decision rule and probabilistic neural network for pattern recognition	13
Belenkevich N.I., Ilyinkov V.A. Mathematical modeling of signals, linear links and responses of telecommunications and radioelectronics systems in time domain	22
Budzko A.A., Dvornikova T.N. Structures of processors for calculating the instant Walsh spectrum.....	31
Heister S.R., Semashko P.G. Interperiod coherent integration of the received signal with a variable repetition period of the probing signal	40
Gulpa D.Y., Kuzmar I.I., Kushner L.K., Dezhkunov N.V., Khmyl A.A. Electrochemical deposition of tin-copper alloy coatings.....	49
Malevich I.Y., Bobkov Y.Y., Zayats P.V., Ivanov S.G. Transceiver module for VHF digital antenna array with switchable orthogonal polarization	58
Pevneva N.A., Kondrashov D.A., Gurskii A.L., Gusinsky A.V. Estimation of <i>S</i> -parameters and dielectric permittivity of quartz ceramics samples in millimeter waveband.....	65
Pushkareva N.V. System of operational control of psychophysiological indicators of operators of hierarchical systems in making management decisions.....	72

Emelyanov V.A., Shershnev E.B., Sokolov S.I., Kupo A.N. Mathematical simulation of the processes of two-beam laser controlled thermal-splitting of quartz glass	80
Kozlov S.V., Le Van Cuong. Method for long-term coherent-noncoherent signal accumulation with non-zero higher derivatives range to radar target.....	89
Strogova A.S. Temperature resistance coefficient of doped with rare earth elements nanostructured silicon films.....	99

SHORT NOTES

Sushchenia H.A. Determination of the influence of predictors and the probability of retinal detachment in children based on the analysis of the odds ratio.....	106
Application	110



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-7-5-12>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.382.322

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ И МОДЕЛЬ ДВУХЗАТВОРНОГО JFET ДЛЯ АНАЛОГОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

Я.Д. ГАЛКИН^{1,2}, О.В. ДВОРНИКОВ³, В.А. ЧЕХОВСКИЙ², Н.Н. ПРОКОПЕНКО⁴

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

²Институт ядерных проблем Белорусского государственного университета
(г. Минск, Республика Беларусь)

³ОАО «Минский научно-исследовательский приборостроительный институт»
(г. Минск Республика Беларусь)

⁴Донской государственный технический университет
(г. Ростов-на-Дону, Россия)

Поступила в редакцию 24 мая 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. Одним из направлений улучшения параметров аналоговых интегральных микросхем является разработка новых и модернизация существующих конструкций интегральных элементов без значительного изменения технологического маршрута изготовления интегральных микросхем с одновременным созданием моделей новых интегральных элементов. В статье рассмотрены результаты экспериментальных исследований двухзатворного полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом, изготовленного по технологическому маршруту ЗСВіТ ОАО «Интеграл». На основе полученных результатов предложена электрическая модель двухзатворного полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом, описывающая особенности его применения в аналоговых интегральных микросхемах. Приведено сравнение результатов измерений и моделирования вольтамперных характеристик с использованием созданной модели при разных режимах управления затворами. Малая емкость и обратный ток верхнего затвора двухзатворного полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом, возможность компенсации постоянной составляющей входного тока обеспечивают значительное улучшение характеристик таких аналоговых интегральных микросхем, как электрометрические операционные усилители и зарядочувствительные усилители. Разработанный двухзатворный полевой транзистор с управляющим $p-n$ -переходом может найти применение в устройствах считывания сигналов, необходимых в аналоговых интерфейсах датчиков космического приборостроения и ядерной электроники.

Ключевые слова: полевой транзистор с управляющим $p-n$ -переходом, двухзатворный транзистор, электрометрический усилитель, зарядочувствительный усилитель, компенсация входного тока.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Галкин Я.Д., Дворников О.В., Чеховский В.А., Прокопенко Н.Н. Экспериментальные исследования и модель двухзатворного JFET для аналоговых интегральных микросхем. Доклады БГУИР. 2021; 19(7): 5-12.

EXPERIMENTAL STUDIES AND A DOUBLE GATE JFET MODEL FOR ANALOG INTEGRATED CIRCUITS

YAROSLAV D. GALKIN^{1,2}, OLEG V. DVORNIKOV³, VLADIMIR A. TCHEKHOVSKI²,
NIKOLAY N. PROKOPENKO⁴

¹Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

²Institute for Nuclear Problems of Belarusian State University (Minsk, Republic of Belarus)

³Minsk Research Instrument-Making Institute JSC (MNIPI JSC) (Minsk, Republic of Belarus)

⁴Don State Technical University (Rostov-on-Don, Russia)

Submitted 24 May 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. One of directions of improving parameters of analog integrated circuits is a development of new and modernization of existing designs of integrated elements without significantly changing of a technological route of integrated circuit manufacturing with a simultaneous creation of new integrated elements models. The article considers the results of experimental studies of the double gate junction field-effect transistor manufactured according to the 3CBiT technological route of JSC Integral. Based on the obtained results, the electrical model of double gate junction field-effect transistor is proposed, which describes the features of its application in analog integrated circuits. Comparison of I - V characteristics of measurements results and created model simulation are presented. A small capacity and a reverse current of a double gate junction field-effect transistor top gate, an ability to compensate for the DC (direct current) component of an input current provide a significant improvement in the characteristics of analog integrated circuits such as electrometric operational amplifiers and charge-sensitive amplifiers. The developed double gate junction field-effect transistor can be used in signal readout devices required in the analog interfaces of space instrument sensors and nuclear electronics.

Keywords: junction field-effect transistor, double gate transistor, electrometric amplifier, charge-sensitive amplifier, input current compensation.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Galkin Y.D., Dvornikov O.V., Tchekhovski V.A., Prokopenko N.N. Experimental studies and a double gate JFET model for analog integrated circuits. Doklady BGUIR. 2021; 19(7): 5-12.

Введение

Двухзатворные полевые транзисторы с управляющим p - n -переходом (double gate junction field-effect transistor, DG JFET) – известный вид полупроводниковых приборов, в которых использование второго затвора позволяет получить дополнительные преимущества. Так, меньшая площадь p - n -перехода и, следовательно, малая емкость и обратный ток верхнего затвора (top gate, TG) по сравнению с нижним затвором (bottom gate, BG) в интегральных DG JFET применяются в электрометрических операционных усилителях (ОУ) для обеспечения крайне малого входного тока на уровне десятков фемтоампер и большой полосы пропускания [1, 2]. Установка режима работы заданием напряжения на нижнем затворе, применение паразитного биполярного транзистора (bipolar junction transistor, BJT) между верхним и нижним затвором DG JFET неоднократно применялись для оптимизации параметров зарядочувствительных усилителей (ЗЧУ) [3–5].

Известно, что для JFET разработан ряд моделей, описывающих с достаточно высокой точностью вольтамперные характеристики (ВАХ) в разных режимах работы [6, 7]. Однако, несмотря на указанные факторы, применение DG JFET в аналоговых интегральных микросхемах (ИМС) затруднено, прежде всего, из-за отсутствия моделей, учитывающих особенности установки режима работы DG JFET, а именно: управление верхним затвором и задание постоянного напряжения на нижнем; использование паразитного BJT, в котором

эмиттером является нижний затвор, а коллектором – верхний затвор, для компенсации постоянного входного тока, протекающего в цепи верхнего затвора.

Целью настоящей статьи является рассмотрение результатов работ по обеспечению применения DG JFET в аналоговых ИМС: экспериментальному изучению особенностей их ВАХ и разработанной электрической модели DG JFET.

Экспериментальное исследование ВАХ двухзатворного JFET

Изучаемые DG JFET предназначены для применения в радиационно-стойком базовом матричном кристалле МН2ХА031, изготовленном по технологическому маршруту ЗСВt [8]. Конструктивными особенностями исследуемых DG JFET являются:

– центральное расположение области стока, окруженной со всех сторон областью верхнего затвора;

– глубина залегания (толщина) полупроводниковых областей p -канала, n -эпитаксиального слоя, n^+ -скрытого слоя выбрана таким образом, чтобы при увеличении напряжения на обратно смещенном p - n -переходе нижний затвор–канал область пространственного заряда этого перехода вначале распространялась в эпитаксиальный слой, а затем, дойдя до n^+ -скрытого слоя, начинала распространяться в p -канал.

Таким образом, в описанной конструкции JFET уменьшается напряжение отсечки нижнего затвора, что очень важно для аналоговых ИМС с малым напряжением питания.

Основные результаты измерений зависимости тока стока I_D и крутизны g_M ($g_M = \Delta I_D / \Delta V_{GS}$) от напряжения затвор–исток V_{GS} экспериментальных образцов DG JFET, выполненных измерителем параметров полупроводниковых приборов ИППП-1 и обработанных графическим постпроцессором, показаны на рис. 1–4 при различном соединении затворов и фиксированном напряжении на p - n -переходах верхний затвор–исток V_{TGS} или нижний затвор–исток V_{BGS} .

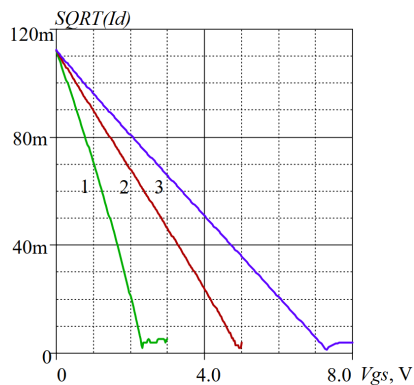


Рис. 1. Зависимость $\sqrt{I_D}$ от V_{GS} : 1 – с соединенными затворами; 2 – управление верхним затвором и $V_{BGS} = 0$ В; 3 – управление нижним затвором и $V_{TGS} = 0$ В

Fig. 1. $\sqrt{I_D}$ - V_{GS} characteristics: 1 – connected gates; 2 – top gate controlling and $V_{BGS} = 0$ V; 3 – bottom gate controlling and $V_{TGS} = 0$ V

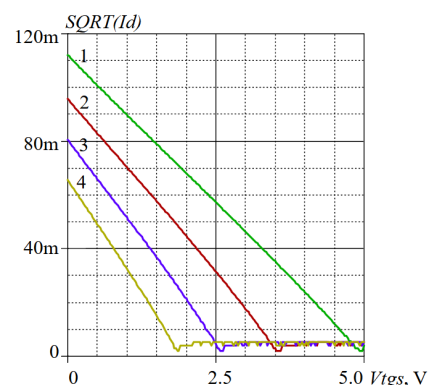


Рис. 2. Зависимость $\sqrt{I_D}$ от V_{TGS} : 1 – $V_{BGS} = 0$ В; 2 – $V_{BGS} = 1$ В; 3 – $V_{BGS} = 2$ В; 4 – $V_{BGS} = 3$ В

Fig. 2. $\sqrt{I_D}$ - V_{GS} characteristics: 1 – $V_{BGS} = 0$ V; 2 – $V_{BGS} = 1$ V; 3 – $V_{BGS} = 2$ V; 4 – $V_{BGS} = 3$ V

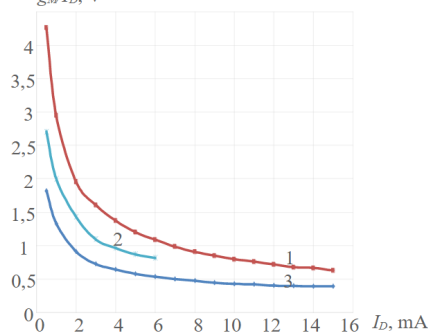


Рис. 3. Зависимость g_M/I_D от I_D : 1 – с соединенными затворами; 2 – $V_{BGS} = 3$ В; 3 – $V_{BGS} = 0$ В

Fig. 3. g_M/I_D - I_D characteristics: 1 – connected gates; 2 – $V_{BGS} = 3$ V, 3 – $V_{BGS} = 0$ V

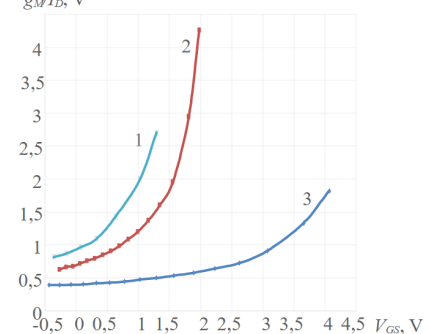


Рис. 4. Зависимость g_M/I_D от V_{GS} : 1 – $V_{BGS} = 3$ В; 2 – с соединенными затворами; 3 – $V_{BGS} = 0$ В

Fig. 4. g_M/I_D - V_{GS} characteristics: 1 – $V_{BGS} = 3$ V; 2 – connected gates; 3 – $V_{BGS} = 0$ V

Анализ результатов измерений позволяет сделать следующие выводы.

1. Как следует из модели Шихмана – Ходжеса для p -JFET при напряжении между истоком и стоком V_{SD} , превышающим напряжение отсечки V_{TH} , т. е. при $V_{SD} > V_{TH}$, зависимость $\sqrt{I_D}$ от V_{GS} должна представлять собой прямую линию, пересекающую ось абсцисс при напряжении $V_{GS} = V_{TH}$. Однако на экспериментальных графиках, показанных на рис. 1, наблюдается различный наклон кривых $\sqrt{I_D}$ от V_{GS} , который в области больших токов стока обусловлен влиянием сопротивления полупроводниковой области истока, а в области малых токов – откликом ВАХ в подпороговой области. Таким образом, модель Шихмана – Ходжеса недостаточно точно описывает ВАХ изучаемого DG JFET в широком диапазоне токов стока, и идентификацию напряжения отсечки рекомендуется выполнять по результатам измерений в области средних токов стока в соответствии с методикой, приведенной в [8].

2. Для изучаемого DG JFET $V_{THBG0}/V_{THTG0} = 1,474$ (где V_{THBG0} – напряжение отсечки при управлении нижним затвором и $V_{TGS} = 0$ В, V_{THTG0} – напряжение отсечки при управлении верхним затвором и $V_{BGS} = 0$ В), в то время как для известных конструкций это отношение составляет 4,14 [2], что подтверждает правильность использованных конструктивных особенностей по увеличению эффективности управления током стока напряжением нижнего затвора.

3. Величина напряжения отсечки при управлении верхним затвором V_{THTG} почти линейно зависит от V_{BGS} (рис. 2).

4. В ряде аналоговых схем выбор режима работы JFET осуществляют с учетом отношения крутизны $g_M = \frac{dI_D}{dV_{GS}}$ к току стока I_D [9]:

$$\left| \frac{g_M}{I_D} \right| \approx 2 \sqrt{\frac{BETA}{I_D}}, \quad (1)$$

$$\left| \frac{g_M}{I_D} \right| \approx \frac{2}{V_{TH} - V_{GS}}, \quad (2)$$

где $BETA$ – параметр модели Шихмана – Ходжеса (удельная крутизна).

Экспериментальные кривые (рис. 3, 4) качественно совпадают с (1), (2) и позволяют сформулировать следующие рекомендации:

– наилучшим режимом работы JFET, обеспечивающим максимальное усиление напряжения при минимальном токе потребления за счет большой величины g_M/I_D , является режим работы при напряжении затвор–исток вблизи напряжения отсечки;

– реализация указанного режима дополнительно обеспечивает температурную стабильность рабочей точки, достигаемую обычно при $|V_{GS}| = |V_{TH}| - 0,66$ В [10], но уменьшает допустимый диапазон рабочего напряжения за счет относительно большого падения напряжения на обратносмещенном переходе затвор–исток;

– наиболее целесообразно применение DG JFET при постоянном обратном напряжении на нижнем затворе, что одновременно обеспечивает высокое отношение g_M/I_D и большой допустимый диапазон рабочего напряжения;

– соединение со входом аналоговой ИМС только верхнего затвора позволяет существенно уменьшить входной ток. Это преимущество DG JFET особенно важно для радиационно-стойких аналоговых ИМС, у которых радиационное изменение g_M , I_D , V_{TH} обычно невелико и основным фактором, ограничивающим допустимый уровень воздействия проникающей радиации, является увеличение обратного тока затвора.

Электрическая модель

Разработанная эквивалентная электрическая микросхема DG p -JFET для программного обеспечения LTSpice приведена на рис. 5, а на рис. 6 – предлагаемое условное графическое обозначение и схема включения DG p -JFET при моделировании ВАХ.

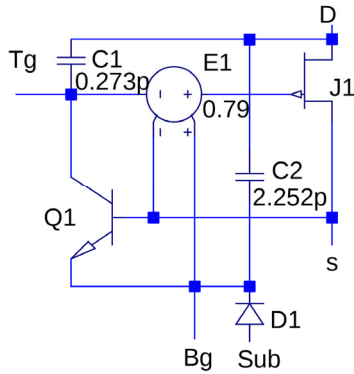


Рис. 5. Эквивалентная электрическая схема DG *p*-JFET в LTSpice

Fig. 5. Equivalent electrical circuit DG *p*-JFET in LTSpice

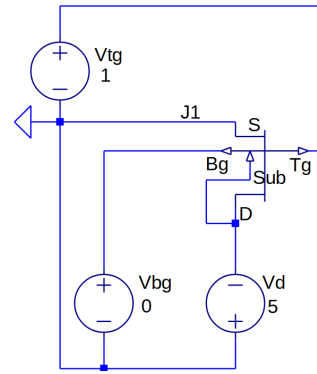


Рис. 6. Схема включения DG *p*-JFET при моделировании его ВАХ

Fig. 6. Connection circuit of DG *p*-JFET in *I-V* characteristics simulations

Как указывалось ранее, в некоторых схемотехнических решениях применяется транзисторное взаимодействие между затворами в DG JFET, для получения которого *p-n*-переход нижний затвор–исток смещается в прямом направлении, а верхний затвор–исток – в обратном, что аналогично схеме ВJT с общей базой с использованием истока как базы, нижнего затвора – как эмиттера, а верхнего – как коллектора. Этот ВJT учтен на эквивалентной схеме введением *n-p-n*-транзистора Q1, Spice-параметры которого определены из его измерений с помощью методик, описанных в [8].

Параметры J1, описывающие ВАХ, идентифицированы для встроенной в LTSpice модели Шихмана – Ходжеса по известным методикам [8] при управлении верхним затвором и $V_{BGS} = 0$ В.

Влияние нижнего затвора на ВАХ учитывает источник напряжения E1, управляемый напряжением между истоком и нижним затвором V_{BGS} . Коэффициент передачи напряжения V_{BGS} в выходное напряжение источника E1 составляет 0,79 В.

Применение E1 основано на результатах следующего анализа.

В соответствии с моделью Шихмана – Ходжеса для области насыщения ВАХ *p*-JFET, т. е. при $V_{SD} \geq V_{TH} - V_{GS}$, $V_{GS} < V_{TH}$, справедливо [9]

$$I_D \approx BETA \cdot V_{TH}^2 \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{TH}} \right)^2 \quad (3)$$

Величина $BETA \cdot V_{TH}^2$ представляет собой ток стока при $V_{GS} = 0$ В, $V_{SD} = V_{TH}$ и, как видно из рис. 1, одинакова при различном управлении DG JFET: соединенными затворами, верхним затвором и $V_{BGS} = 0$ В, нижним затвором и $V_{TGS} = 0$ В. Как следует из (3), одинаковый ток стока DG JFET при управлении верхним (при $V_{BGS} = 0$ В) или нижним (при $V_{TGS} = 0$ В) затвором обеспечивается в том случае, когда напряжения на соответствующих переходах затвор–исток удовлетворяют условию

$$\frac{V_{TGS}}{V_{BGS}} = \frac{V_{THG0}}{V_{THBG0}}. \quad (4)$$

Отношение (4) применено для перерасчета влияния V_{BGS} на ток стока через эквивалентное изменение V_{TGS} с помощью источника E1. В соответствии с результатами измерений $V_{THG0}/V_{THBG0} = 0,68$. Как отмечалось, модель Шихмана – Ходжеса недостаточно точно описывает ВАХ изучаемого DG JFET в широком диапазоне токов стока, поэтому для лучшего совпадения результатов измерений и моделирования в широком диапазоне токов стока коэффициент передачи был выбран 0,79.

Заметим, что частотные характеристики DG JFET учтены следующим образом:

– емкость *p-n*-перехода исток–нижний затвор при обратном и прямом смещении описывает барьерная и диффузионная емкость эмиттерного перехода Q1 с помощью Spice-параметров *cje*, *mje*, *vje*, *tf* [8];

– емкость p - n -перехода исток–верхний затвор при обратном и прямом смещении описывает барьерная и диффузионная емкость коллекторного перехода Q1 с помощью Spice-параметров cjc , mjc , vjc , tr ;

– емкость p - n -перехода сток–верхний затвор описывает C1, емкость p - n -перехода сток–нижний затвор – C2, емкость p - n -перехода подложка–нижний затвор – диод D1;

– некоторые параметры модели Шихмана – Ходжеса для J1 выбраны пренебрежимо малыми, т. е. $cgd = 1 f$, $cgs = 1 f$.

Таким образом, влияние встроенных в модель транзистора J1 емкостей исключено, а частотные характеристики описываются другими элементами эквивалентной схемы DG JFET. Последнее объясняется тем, что введение дополнительного источника E1 приводит к разному напряжению на выводах J1 и DG JFET и не адекватному описанию CV-зависимостей во встроенной модели J1.

Разработанная эквивалентная электрическая схема удовлетворительно описывает ВАХ DG JFET в наиболее используемых режимах работы и характеристики паразитного ВТТ, что подтверждает совпадение результатов измерений и моделирования на рис. 7–10.

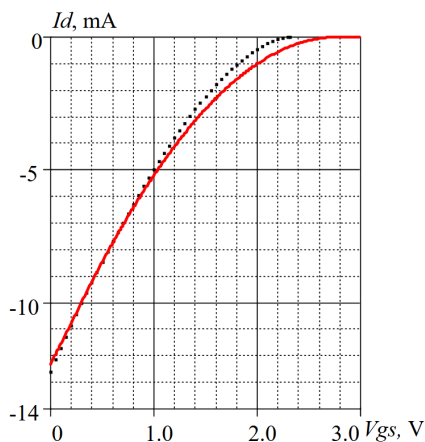


Рис. 7. Результаты измерений (точки) и моделирования (сплошная линия) ВАХ DG p -JFET при управлении соединенными затворами
Fig. 7. Results of measurements (dots) and simulations (solid line) of I - V characteristics DG p -JFET when connected gates are controlled

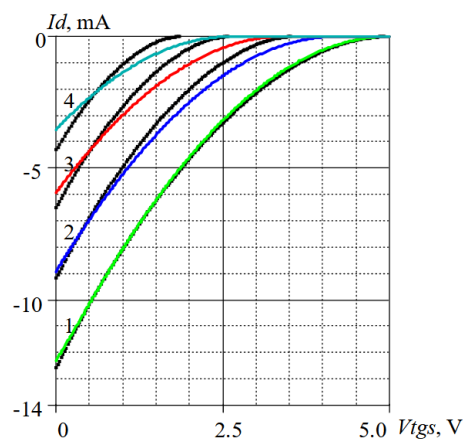


Рис. 8. Результаты измерений (точки) и моделирования (сплошная линия) ВАХ DG p -JFET при управлении верхним затвором: 1 – $V_{BGS} = 0$ В; 2 – $V_{BGS} = 1$ В; 3 – $V_{BGS} = 2$ В; 4 – $V_{BGS} = 3$ В
Fig. 8. Results of measurements (dots) and simulations (solid line) of I - V characteristics DG p -JFET when top gate is controlled: 1 – $V_{BGS} = 0$ V; 2 – $V_{BGS} = 1$ V; 3 – $V_{BGS} = 2$ V; 4 – $V_{BGS} = 3$ V

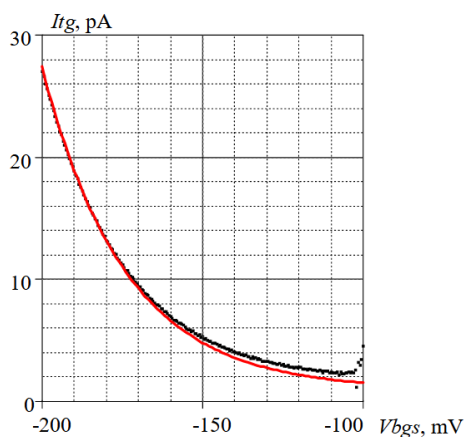


Рис. 9. Результаты измерений (точки) и моделирования (сплошная линия) тока I_{TG} от напряжения V_{BGS}
Fig. 9. Results of measurements (dots) and simulations (solid line) of I_{TG} - V_{BGS} characteristics

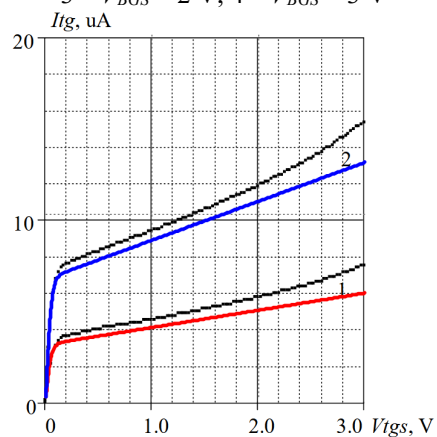


Рис. 10. Результаты измерений (точки) и моделирования (сплошная линия) тока I_{TG} от напряжения V_{TGS} при разном токе I_{BG} : 1 – $I_{BG} = 0,1$ мкА; 2 – $I_{BG} = 0,2$ мкА
Fig. 10. Results of measurements (dots) and simulations (solid line) of I_{TG} - V_{TGS} characteristics when I_{BG} is different: 1 – $I_{BG} = 0,1$ uA; 2 – $I_{BG} = 0,2$ uA

Заключение

Экспериментальное изучение ВАХ двухзатворного JFET, изготовленного по технологическому маршруту ЗСВіТ ОАО «Интеграл», позволило установить:

- отклонение зависимости $I_D(V_{GS})$ от модели Шихмана – Ходжеса в области больших и малых токов при любом режиме управления: соединенными затворами, отдельно верхним или нижним затвором;
- повышенную по сравнению с известными конструкциями двухзатворных JFET эффективность управления током стока напряжением нижнего затвора;
- почти линейную зависимость напряжения отсечки при управлении верхним затвором от напряжения нижний затвор–исток.

На основе полученных результатов создана электрическая модель, описывающая особенности применения двухзатворного JFET в аналоговых микросхемах: управление соединенными затворами, управление верхним затвором с заданием постоянного напряжения на нижнем, использование паразитного биполярного транзистора между верхним и нижним затворами.

Наиболее целесообразно применение двухзатворных JFET в тех аналоговых ИМС, основные параметры которых зависят от величины входной емкости и входного тока.

Список литературы

1. Close J.P., Counts L.W. A 50-fA junction-isolated operational amplifier. *IEEE Journal of Solid – State Circuits*. 1988; 23(3):843-851. DOI: 10.1109/4.328.
2. Nanver L.K. and Goudena E.J.G. Design considerations for integrated high-frequency p-channel JFETs. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 1988;35(11):1924-1934. DOI: 10.1109/16.7406.
3. Fazzi A., Rehak P. «Gate-to-gate» BJT obtained from the double-gate input JFET to reset charge preamplifiers. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*. 1996;A377:453-458. DOI: [https://doi.org/10.1016/0168-9002\(96\)00238-0](https://doi.org/10.1016/0168-9002(96)00238-0).
4. Fazzi A., Rehak P. A double-gate double-feedback JFET charge-sensitive preamplifier. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*. 1996;A380(1-2):346-349. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0168-9002\(96\)00355-5](https://doi.org/10.1016/S0168-9002(96)00355-5).
5. Baturitsky M.A., Dvornikov O.V. The double-gate p-JFET-inputted amplifier for low-capacitance detectors. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*. 1998;419(1):99-104. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0168-9002\(98\)00900-0](https://doi.org/10.1016/S0168-9002(98)00900-0).
6. Makris N., Bucher M., Jazaeri F., Sallese J. A Compact Model for Static and Dynamic Operation of Symmetric Double-Gate Junction FETs. *2018 48th European Solid-State Device Research Conference (ESSDERC)*. 2018;238-241. DOI: 10.1109/essderc.2018.8486848.
7. Petrosyants K.O., Ismail-Zade M.R., Sambursky L. Compact Si JFET model for cryogenic temperature. *Cryogenics*. 2020; 108:1-6. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.cryogenics.2020.103069>.
8. Прокопенко Н.Н., Дворников О.В., Бугакова А.В. *Проектирование низкотемпературных и радиационно-стойких аналоговых микросхем для обработки сигналов датчиков*. Москва: СОЛОН-Пресс; 2021.
9. Абрамов И.И., Дворников О.В. *Проектирование аналоговых микросхем для прецизионных измерительных систем*. Минск: Академия управления при Президенте Республики Беларусь; 2006.
10. Достал И. *Операционные усилители*. Москва: Мир; 1982.

References

1. Close J.P., Counts L.W. A 50-fA junction-isolated operational amplifier. *IEEE Journal of Solid – State Circuits*. 1988; 23(3):843-851. DOI: 10.1109/4.328.
2. Nanver L.K. and Goudena E.J.G. Design considerations for integrated high-frequency p-channel JFETs. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 1988;35(11):1924-1934. DOI: 10.1109/16.7406.
3. Fazzi A., Rehak P. «Gate-to-gate» BJT obtained from the double-gate input JFET to reset charge preamplifiers. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*. 1996; A377:453-458. DOI: [https://doi.org/10.1016/0168-9002\(96\)00238-0](https://doi.org/10.1016/0168-9002(96)00238-0).
4. Fazzi A., Rehak P. A double-gate double-feedback JFET charge-sensitive preamplifier. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*. 1996;A380(1-2):346-349. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0168-9002\(96\)00355-5](https://doi.org/10.1016/S0168-9002(96)00355-5).
5. Baturitsky M.A., Dvornikov O.V. The double-gate p-JFET-inputted amplifier for low-capacitance detectors. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*. 1998;419(1):99-104. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0168-9002\(98\)00900-0](https://doi.org/10.1016/S0168-9002(98)00900-0).

6. Makris N., Bucher M., Jazaeri F., Sallese J. A Compact Model for Static and Dynamic Operation of Symmetric Double-Gate Junction FETs. *2018 48th European Solid-State Device Research Conference (ESSDERC)*. 2018;238-241. DOI: 10.1109/essderc.2018.8486848.
7. Petrosyants K.O., Ismail-Zade M.R., Sambursky L. Compact Si JFET model for cryogenic temperature. *Cryogenics*. 2020; 108:1-6. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.cryogenics.2020.103069>.
8. Prokopenko N.N., Dvornikov O.V., Bugakova A.V. [*Low temperature and radiation hardened analog integrated circuit design for sensors signal processing*]. Moscow: SOLON-PRESS; 2021.
9. Abramov I.I. Dvornikov O.V. [*Analog integrated circuit design for precision measurement systems*]. Minsk: Akademiya upravleniya pri Prezidente Respubliki Belarus'; 2006. (In Russ.).
10. Dostal I. [*Operational amplifiers*]. Moscow: Mir; 1982. (In Russ.).

Вклад авторов

Галкин Я.Д. разработал модель двухзатворного транзистора, выполнил измерения ВАХ двухзатворных транзисторов и анализ полученных результатов.

Дворников О.В. выполнил анализ современного состояния проблемы по теме работы, сформулировал цель и задачи исследований, провел идентификацию параметров моделей.

Чеховский В.А. участвовал в разработке методик и измерениях параметров двухзатворных транзисторов.

Прокопенко Н.Н. участвовал в идентификации параметров моделей.

Authors' contribution

Galkin Y.D. has designed the DG JFET model, carried out *I-V* measurements of DG JFET and analysed the obtained results.

Dvornikov O.V. has analyzed the current state of the problem, formulated the goals and objectives of the work, has performed the identification of model parameters.

Tchekhovski V.A. has taken part in design of methods and parameters measurements of DG JFET.

Prokopenko N.N. has taken part in the identification of model parameters.

Сведения об авторах

Галкин Я.Д., аспирант Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, младший научный сотрудник лаборатории электронных методов и средств эксперимента НИУ «Институт ядерных проблем» Белорусского государственного университета.

Дворников О.В., д.т.н., доцент, главный научный сотрудник ОАО «Минский научно-исследовательский приборостроительный институт».

Чеховский В.А., заведующий лабораторией электронных методов и средств эксперимента НИУ «Институт ядерных проблем» Белорусского государственного университета.

Прокопенко Н.Н., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой информационных систем и радиотехники Донского государственного технического университета.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-257-250-775;
e-mail: galkinyaroslav@gmail.com
Галкин Ярослав Денисович

Information about the authors

Galkin Y.D., Postgraduate student at the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Junior Researcher at the Electronic Methods and Experiment Means Laboratory of Research Institute for Nuclear Problems of Belarusian State University.

Dvornikov O.V., D.Sc., Associate Professor, Main Researcher of Minsk Research Instrument-Making Institute JSC (MNIPI JSC).

Tchekhovski V.A., Laboratory Manager of the Electronic Methods and Experiment Means Laboratory of Research Institute for Nuclear Problems of Belarusian State University.

Prokopenko N.N., D.Sc., Professor, Head of the Information Systems and Radioelectronics Department of Don State Technical University.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki str., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-257-250-775;
e-mail: galkinyaroslav@gmail.com
Galkin Yaroslav Denisovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-7-13-21>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 004.93

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ ЧИСЛЕННЫЙ АНАЛИЗ БАЙЕСОВСКОГО РЕШАЮЩЕГО ПРАВИЛА И ВЕРОЯТНОСТНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ОБРАЗОВ

В.С. МУХА

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 31 мая 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. В настоящее время для решения многих задач все чаще используются нейронные сети (НС) вместо традиционных методов их решения. Это предполагает сравнение нейронной сети и традиционного метода на конкретных задачах. В данной работе выполняется компьютерное моделирование Байесовского решающего правила (БРП) и вероятностной нейронной сети с целью сравнения их операционных характеристик по распознаванию гауссовских образов. Моделировалось распознавание четырех и шести образов (классов) с числом признаков от 1 до 6 в случаях, когда образы хорошо и плохо разделены. Размеры обучающей и тестовой выборки выбраны достаточно большими: 500 реализаций для каждого образа. Анализировались такие характеристики, как время обучения решающего правила, время распознавания тестовой выборки, достоверность распознавания тестовой выборки, достоверность распознавания обучающей выборки. В рамках данных условий установлено, что достоверность распознавания тестовой выборки в случае хорошо разделяемых образов с любым числом признаков близка к 100 % для нейронной сети и БРП. Для плохо разделяемых образов нейронная сеть проигрывает Байесовскому решающему правилу по достоверности распознавания тестовой выборки на 0,1–16 %. Время обучения нейронной сети превышает время обучения Байесовского решающего правила в 4–5 раз, а время распознавания – в 4–6 раз. В результате не обнаружено явных преимуществ вероятностной нейронной сети по сравнению с классическим Байесовским решающим правилом в задаче распознавания гауссовских образов. Для негауссовских образов альтернативой нейронной сети может быть существующее обобщение Байесовского решающего правила.

Keywords: нейронная сеть, распознавание образов, Байесовское решающее правило, гауссовские образы.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Муха В.С. Сравнительный численный анализ Байесовского решающего правила и вероятностной нейронной сети для распознавания образов. Доклады БГУИР. 2021; 19(7): 13-21.

COMPARATIVE NUMERICAL ANALYSIS OF BAYESIAN DECISION RULE AND PROBABILISTIC NEURAL NETWORK FOR PATTERN RECOGNITION

VLADIMIR S. MUKHA

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 31 May 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. At present, neural networks are increasingly used to solve many problems instead of traditional methods for solving them. This involves comparing the neural network and the traditional method for specific tasks. In this paper, computer modeling of the Bayesian decision rule and the probabilistic neural network is carried out in order to compare their operational characteristics for recognizing Gaussian patterns. Recognition of four and six images (classes) with the number of features from 1 to 6 was simulated in cases where the images are well and poorly separated. The sizes of the training and test samples are chosen quite big: 500 implementations for each image. Such characteristics as training time of the decision rule, recognition time on the test sample, recognition reliability on the test sample, recognition reliability on the training sample were analyzed. In framework of these conditions it was found that the recognition reliability on the test sample in the case of well separated patterns and with any number of the instances is close to 100 percent for both decision rules. The neural network loses 0,1–16 percent to Bayesian decision rule in the recognition reliability on the test sample for poorly separated patterns. The training time of the neural network exceeds the training time of the Bayesian decision rule in 4–5 times and the recognition time – in 4–6 times. As a result, there are no obvious advantages of the probabilistic neural network over the Bayesian decision rule in the problem of Gaussian pattern recognition. The existing generalization of the Bayesian decision rule described in the article is an alternative to the neural network for the case of non-Gaussian patterns.

Keywords: neural network, pattern recognition, Bayesian decision rule, gaussian patterns.

Conflict of interests. The author declares no conflict of interests.

For citation. Mukha V.S. Comparative numerical analysis of Bayesian decision rule and probabilistic neural network for pattern recognition. Doklady BGUIR. 2021; 19(7): 13-21.

Введение

В настоящее время для решения задач в различных областях деятельности человека все чаще рекламируется использование нейронных сетей вместо традиционных методов их решения. Во многих популярных публикациях, особенно в студенческой среде, подчеркиваются многочисленные преимущества нейронных сетей по сравнению с традиционными методами (см., например, [1]). Однако в работах, в которых выполняется реальный сравнительный анализ классических методов и нейронных сетей при решении конкретных задач, выделяются лишь отдельные положительные свойства нейронных сетей [2–7]. В некоторых работах выводы о соотношении характеристик классических методов и нейронных сетей не столь однозначны (см., например, [8]). В связи с этим проблема сравнительного анализа нейронных сетей и классических методов при решении конкретных задач остается актуальной, несмотря на то, что недостатки нейронных сетей хорошо известны и описаны в литературе. В данной работе выполняется сравнительный численный анализ Байесовского решающего правила и вероятностной нейронной сети в задаче распознавания гауссовских образов.

Байесовское решающее правило

Байесовское решающее правило (БРП) является результатом теории оптимальных статистических решений как решающее правило, минимизирующее средний риск при принятии решения. Решаемая задача выглядит следующим образом [9]. Имеется L образов

(классов) s_1, \dots, s_L . Образы предъявляются на распознавание с известными вероятностями $\pi_j = P(s_j)$, $j = \overline{1, L}$. Каждый образ характеризуется вектором признаков $X^T = (x_1, x_2, \dots, x_n) \in \overline{X} \subseteq R^n$, где x_i – отдельный признак, \overline{X} – пространство признаков. Признаки либо измеряются с ошибками, либо сами являются случайными по своей природе. В любом случае вектор признаков задается известной условной плотностью вероятности $f(X/s_j)$. Требуется по вектору признаков X указать, какому образу (классу) он принадлежит.

Данная задача является задачей оптимальных статических решений с дискретными состояниями и непрерывными наблюдениями [9]. Ее решение, то есть БРП, в случае (0,1)-матрицы потерь определяется выражением

$$\varphi_j(X) = \pi_j f(X/s_j) \rightarrow \max, \quad j = \overline{1, L}. \quad (1)$$

Это решение интерпретируется следующим образом: решение выносится в пользу класса с таким номером j , для которого величина $\pi_j f(X/s_j)$ наибольшая. Этот номер будем обозначать j^* . Решающее правило (1) можно записать следующим образом:

$$j^* = \arg \max_{j \in \{1, 2, \dots, L\}} \varphi_j(X), \quad \varphi_j(X) = \pi_j f(X/s_j). \quad (2)$$

Как известно [9], решающее правило (1), (2) минимизирует безусловную вероятность ошибки распознавания.

Логарифмирование выражения (1) приводит к следующему решающему правилу:

$$\ln \pi_j + \ln f(X/s_j) \rightarrow \max, \quad j = \overline{1, L}. \quad (3)$$

Если вектор признаков X распределен по нормальному (гауссовскому) закону, т. е.

$$f(X/s_j) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^n |R_j|}} \exp\left(-\frac{1}{2}(X - A_j)^T R_j^{-1}(X - A_j)\right), \quad (4)$$

где A_j – математическое ожидание, R_j – дисперсионная матрица вектора признаков j -го образа, то решающее правило (3) принимает следующий вид:

$$\varphi_j(X) = \ln \pi_j - \frac{1}{2} \ln |R_j| - \frac{1}{2} (X - A_j)^T R_j^{-1} (X - A_j) \rightarrow \max, \quad j = \overline{1, L}, \quad (5)$$

или, иначе,

$$j^* = \arg \max_{j \in \{1, 2, \dots, L\}} \varphi_j(X), \quad (6)$$

где $\varphi_j(X)$ определяется выражением (5).

Образы с распределениями (4) будем называть гауссовскими.

Отметим, что БРП (6) является алгоритмическим, а не аналитическим, поскольку в нем наряду с арифметическими операциями присутствует алгоритмическая операция поиска максимального числа в упорядоченном множестве чисел с фиксацией его номера. Вместе с тем оно является строго формализованным, хотя и представлено в логических операциях.

Для применения БРП необходимо знать параметры образов π_j , A_j , R_j , $j = \overline{1, L}$. В соответствии с подстановочным статистическим правилом, вместо неизвестных параметров π_j , A_j , R_j можно использовать их статистические оценки $\hat{\pi}_j$, \hat{A}_j , \hat{R}_j , которые хорошо известны. Так, если X_1, X_2, \dots, X_{n_j} – наблюдения вектора признаков j -го образа, то

$$\hat{A}_j = \frac{1}{n_j} \sum_{k=1}^{n_j} X_k, \quad \hat{R}_j = \frac{1}{n_j} \sum_{k=1}^{n_j} (X_k - \bar{A}_j)(\bar{X}_k - \bar{A}_j)^T.$$

В качестве $\hat{\pi}_j$ можно взять относительную частоту поступления образов на распознавание. Если нет оснований отдавать предпочтение тому или иному образу, то можно принять $\hat{\pi}_j = \pi = 1/L$ для каждого образа j .

Процесс получения оценок $\hat{\pi}_j, \hat{A}_j, \hat{R}_j$ параметров π_j, A_j, R_j будем называть обучением Байесовского решающего правила.

Нейронные сети

Задача распознавания образов будет решена, если построить отображение $\bar{X} \xrightarrow{f} Z$ пространства признаков \bar{X} в пространство целых чисел Z , ставящее в соответствие каждому вектору признаков $X \in \bar{X}$ целое число $z \in Z$, означающее номер образа (класса). Такое отображение является разрывным. Как известно, функции с разрывами трудно описывать полиномами [10]. Хорошую аппроксимацию такого отображения удастся получить с помощью суперпозиции функций, а именно, с помощью нейронной сети. Нейронная сеть (НС) дает аналитическое решающее правило в виде отображения векторного пространства признаков \bar{X} в множество целых чисел Z , т. е. в виде целочисленной функции векторной переменной.

Аппроксимация с помощью нейронной сети является такой же параметрической задачей, как и традиционная полиномиальная задача, а именно, требуется определить параметры функций, входящих в суперпозицию (параметры НС) для корректной работы нейронной сети. Процесс получения оценок параметров НС называется ее обучением. Обучение НС является, как правило, итерационной процедурой.

Для распознавания образов хорошо зарекомендовали себя с точки зрения стабильности процесса обучения радиально-базисные НС, в частности, вероятностные НС [11]. В данной работе используется вероятностная нейронная сеть системы программирования Матлаб. В Матлаб это двухслойная НС, первый слой которой рассчитывает расстояния от входного вектора до обучающих входных векторов и производит вектор, элементы которого показывают, как близок вход к обучающему входу. Второй слой суммирует эти вклады для каждого класса входных данных и производит на выходе вектор вероятностей. Наконец, конкурентная функция на выходе второго слоя выбирает из этих вероятностей максимальную вероятность и выдает 1 для этого класса и 0 для других классов (Matlab R2014, Neural Network Toolbox).

Число нейронов первого слоя вероятностной НС равно размеру обучающей выборки N_1 , и каждый нейрон первого слоя содержит $n + 1$ настраиваемых параметров, где n – число признаков класса. Всего в первом слое имеется $N_1(n + 1)$ настраиваемых параметров. Число нейронов второго слоя равно числу распознаваемых классов L , так что число настраиваемых параметров второго слоя равно $L(n + 1)$. Всего вероятностная НС содержит $(N_1 + L)(n + 1)$ настраиваемых скалярных параметров.

Для сравнения, настраиваемые векторные и матричные параметры $\pi_j, A_j, R_j, j = \overline{1, L}$, Байесовского решающего правила (5), (6) содержат $L(n^2 + n + 1)$ скалярных параметров. В отличие от вероятностной НС, это число не зависит от размера обучающей выборки N_1 . Это важное обстоятельство, поскольку для качественного обучения обычно требуется выборка большого размера.

Компьютерное моделирование

Выполнено компьютерное моделирование Байесовского решающего правила и вероятностной нейронной сети для распознавания четырех и шести гауссовских образов (классов) ($L = 4, 6$). Вероятности образов π_j выбраны равными между собой: $\pi_j = 1/L$.

Размеры обучающей и тестовой выборок взяты достаточно большими: по 500 векторов для каждого класса. При четырех распознаваемых классах это дает размеры обучающей и тестовой выборок равными $N_j = N_t = 2000$, а при шести распознаваемых классах $N_j = N_t = 3000$. Моделировались образы с числом признаков от 1 до 6 ($n = 1, 2, 3, 4, 5, 6$). Анализировались следующие характеристики решающих правил: время обучения, время распознавания тестовой выборки, достоверность распознавания тестовой выборки, достоверность распознавания обучающей выборки. Эти характеристики измерялись на одних и тех же выборках для обоих решающих правил.

Достоверность распознавания рассчитывалась следующим образом. Подсчитывались количество правильно распознанных экземпляров j -го образа n_{j+} и процент p_j правильно распознанных экземпляров j -го образа: $p_j = \frac{n_{j+}}{n_j} 100$, где n_j – количество поданных на распознавание экземпляров j -го образа. В качестве достоверности распознавания принимался средний процент правильных распознаваний всех образов: $p = \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L p_j$.

Для моделирования четырех образов использовались следующие математические ожидания и дисперсионные матрицы:

1) для образов с одним признаком

$$A_1^T = (0), A_2^T = (2), A_3^T = (4), A_4^T = (6),$$

$$R_1 = 0,2k, R_2 = 0,4k, R_3 = 0,6k, R_4 = 0,3k;$$

2) для образов с двумя признаками

$$A_1^T = (0,0), A_2^T = (2,5, 3,5), A_3^T = (1,5), A_4^T = (3,1),$$

$$R_1 = k \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, R_2 = k \begin{pmatrix} 3 & 2 \\ 2 & 2 \end{pmatrix}, R_3 = k \begin{pmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 2 \end{pmatrix}, R_4 = k \begin{pmatrix} 3 & 1 \\ 1 & 3 \end{pmatrix};$$

3) для образов с тремя признаками

$$A_1^T = (0,0,0), A_2^T = (2,5, 3,5, 3,5), A_3^T = (1,5,5), A_4^T = (3,1,1),$$

$$R_1 = k \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, R_2 = k \begin{pmatrix} 3 & 2 & 1 \\ 2 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{pmatrix}, R_3 = k \begin{pmatrix} 2 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, R_4 = k \begin{pmatrix} 3 & 1 & 0 \\ 1 & 3 & 0,5 \\ 0 & 0,5 & 2 \end{pmatrix};$$

3) для образов с четырьмя признаками

$$A_1^T = (0,0,0,0), A_2^T = (2,5, 3,5, 3,5, 2,5), A_3^T = (1,5,5,1), A_4^T = (3,1,1,3),$$

$$R_1 = k \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, R_2 = k \begin{pmatrix} 3 & 2 & 1 & 1 \\ 2 & 2 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 2 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 3 \end{pmatrix}, R_3 = k \begin{pmatrix} 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 \end{pmatrix}, R_4 = k \begin{pmatrix} 3 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 3 & 0,5 & 0 \\ 0 & 0,5 & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 3 \end{pmatrix}.$$

С помощью коэффициента k в заданных дисперсионных матрицах изменялся разброс реализаций образов относительно их средних значений. Использовались два значения коэффициента k : $k = 0,2$ и $k = 1$. При $k = 0,2$ образы достаточно хорошо разделяются, а при $k = 1$ могут существенно пересекаться.

При моделировании распознавания шести гауссовских образов (классов) ($L = 6$) математические ожидания образов A_i , $i = 1, 2, \dots, L$, моделировались как реализации случайных векторов с равномерным распределением в гиперкубе $[0,10]^n$ (образы со случайными средними значениями). Элементы $r_{i,j,k}$ дисперсионных матриц образов $R_i = (r_{i,j,k})$, $i = 1, 2, \dots, L$, $j, k = 1, 2, \dots, n$, моделировались с помощью формулы

$$r_{i,j,k} = d \exp(-\alpha |j - k|). \quad (7)$$

Использовались следующие значения: $d = 7$, $\alpha = 0,002$, $\alpha = 1,2$. Это означает, что все признаки образа имеют одну и ту же дисперсию, а различные значения коэффициента α задают различный характер коррелированности признаков между собой. Характеристики решающих правил, полученные в результате моделирования, приведены в табл. 1–4.

Таблица 1. Характеристики решающих правил при распознавании четырех гауссовских образов с различным количеством признаков для хорошо разделяемых образов ($k = 0,2$)

Table 1. Characteristics of the decision rules in the recognition of four Gaussian patterns with different number of features for well separable patterns ($k = 0,2$)

Количество признаков / Number of features	1		2		3		4	
	БВП	НС	БВП	НС	БВП	НС	БВП	НС
Решающее правило / Decisive rule	БВП	НС	БВП	НС	БВП	НС	БВП	НС
Время обучения, с / Training time, s	0,3281	1,609	0,3125	1,172	0,4531	1,844	0,3594	1,531
Время распознавания тестовой выборки, с / Test sample recognition time, s	0,1406	1,422	0,2500	0,9219	0,2813	1,406	0,328	1,813
Достоверность распознавания тестовой выборки, % / Test sample recognition reliability, %	100	100	98,50	98,55	99,50	98,80	99,70	99,40
Достоверность распознавания обучающей выборки, % / Recognition reliability of the training sample, %	99,95	100	98,80	99,65	99,40	100	99,75	100

Таблица 2. Характеристики решающих правил при распознавании четырех гауссовских образов с различным количеством признаков для плохо разделяемых образов ($k = 1$)

Table 2. Characteristics of the decision rules in the recognition of four Gaussian patterns with different number of features for poorly separable patterns ($k = 1$)

Количество признаков / Number of features	1		2		3		4	
	БВП	НС	БВП	НС	БВП	НС	БВП	НС
Решающее правило / Decisive rule	БВП	НС	БВП	НС	БВП	НС	БВП	НС
Время обучения, с / Training time, s	0,2188	1,063	0,3125	1,234	0,3125	1,297	0,3125	1,547
Время распознавания тестовой выборки, с / Test sample recognition time, s	0,1563	0,8125	0,2500	1,016	0,2813	1,266	0,3125	1,375
Достоверность распознавания тестовой выборки, % / Test sample recognition reliability, %	92,55	92,75	79,55	75,55	85,60	78,95	89	83,35
Достоверность распознавания обучающей выборки, % / Recognition reliability of the training sample, %	92,2	92,25	80,80	90,30	84,95	100	89,55	100

Таблица 3. Характеристики решающих правил при распознавании шести гауссовских образов с различным количеством признаков и $d = 7$, $\alpha = 0,002$

Table 3. Characteristics of the decision rules in the recognition of six Gaussian patterns with different number of features when $d = 7$, $\alpha = 0,002$

Количество признаков / Number of features	1		2		3		4		5		6	
	БВП	НС	БВП	НС	БВП	НС	БВП	НС	БВП	НС	БВП	НС
Решающее правило / Decisive rule	БВП	НС	БВП	НС	БВП	НС	БВП	НС	БВП	НС	БВП	НС
Время обучения, с / Training time, s	0,58	2,34	0,56	2,75	0,58	2,77	0,66	2,88	0,66	2,94	0,7	3,0
Время распознавания тестовой выборки, с / Test sample recognition time, s	0,5	2,16	0,5	2,53	0,55	2,66	0,58	2,67	0,61	2,7	0,64	2,8
Достоверность распознавания тестовой выборки, % / Test sample recognition reliability, %	38,0	35,9	80	78	99,8	99	100	99,9	100	99,9	100	99,8
Достоверность распознавания обучающей выборки, % / Recognition reliability of the training sample, %	37,4	40,5	88	98	99,6	100	100	100	100	100	100	100

Таблица 4. Характеристики решающих правил при распознавании шести гауссовских образов с различным количеством признаков и $d = 7, \alpha = 1,2$

Table 4. Characteristics of the decision rules in the recognition of six Gaussian patterns with different number of features when $d = 7, \alpha = 1,2$

Количество признаков Number of features	1		2		3		4		5		6	
	БРП	НС	БРП	НС	БРП	НС	БРП	НС	БРП	НС	БРП	НС
Время обучения, с Training time, s	0,55	2,27	0,58	2,7	0,63	2,88	0,62	2,81	0,66	2,98	0,69	2,98
Время распознавания тестовой выборки, с Test sample recognition time, s	0,48	2,2	0,53	2,54	0,56	2,67	0,61	2,8	0,64	2,83	0,63	2,86
Достоверность распознавания тестовой выборки, % Test sample recognition reliability, %	35	30	57	45	61,8	51,1	81,9	72,6	77	66	86,0	69,4
Достоверность распоз- навания обучающей выборки, % Recognition reliability of the training sample, %	36	55	57	99,7	63,5	100	81,9	100	78	100	85,7	100

Табл. 1 соответствует распознаванию четырех хорошо разделяемых образов ($k = 0,2$), табл. 2 – распознаванию четырех плохо разделяемых образов ($k = 1$).

В табл. 3, 4 приведены характеристики решающих правил при распознавании шести образов со случайными центрами векторов признаков и различным разбросом относительно центров (при различных значениях коэффициента α в формуле (7)).

Числа в таблицах могут несколько изменяться от выборки к выборке, однако соотношение между ними в целом сохраняется.

Анализ данных табл. 1–4 позволяет сделать следующие выводы.

1. Время обучения нейронной сети растет с увеличением размера обучающей выборки и на выборке размера $N_l = 2000$ превышает время обучения БРП не менее чем в 4 раза.

2. Время распознавания тестовой выборки растет с ростом числа признаков образов для обоих решающих правил. При этом время распознавания НС превышает время распознавания БРП примерно в 4–6 раз.

3. Достоверность распознавания тестовой выборки для НС меньше достоверности распознавания тестовой выборки БРП от 0,1 до 16 % в зависимости от характеристик образов $A_i, R_i, i = 1, 2, \dots, L$.

Кроме того, можно дать следующие характеристики каждого из решающих правил.

1. Достоверность распознавания обучающей выборки для вероятностной НС равна 100 % согласно принципу построения радиально-базисных НС. В практических расчетах достоверность может оказаться лишь близкой к 100 %, а при одном признаке даже около 50 % (см. табл. 3, 4). Однако эта характеристика не является определяющей, поскольку целью любого решающего правила является хорошее распознавание любых реализаций образов, а не только тех, на которых данное правило обучено.

2. Достоверность распознавания БРП примерно одна и та же как для обучающей, так и для тестовой выборки.

3. Достоверность распознавания обучающей и тестовой выборок возрастает с увеличением числа признаков для обоих решающих правил.

Заключение

В работе выполнено компьютерное моделирование Байесовского решающего правила и вероятностной нейронной сети с целью сравнения их операционных характеристик по распознаванию гауссовских образов. Для получения надежных результатов размеры обучающей и тестовой выборок выбраны достаточно большими: 500 реализаций для каждого образа. Моделировались образы с числом признаков от 1 до 6 и случаи, когда образы хорошо и плохо разделяемы. В рамках этих ограничений установлено, что достоверность распознавания тестовой выборки в случае хорошо разделяемых образов с любым числом признаков близка к 100 % для НС и БРП. Для плохо разделяемых образов нейронная сеть проигрывает Байесовскому правилу по достоверности распознавания тестовой выборки от 0,1 до 16 %. Время обучения НС превышает время обучения Байесовского решающего правила в 4–5 раз, а время распознавания – в 4–6 раз.

Таким образом, не обнаружено явных преимуществ вероятностной нейронной сети по сравнению с классическим Байесовским решающим правилом в задаче распознавания гауссовских образов. Для негауссовских образов альтернативой нейронной сети может быть существующее обобщение Байесовского решающего правила [12].

Список литературы

1. Головинов А.О., Климова Е.Н. Преимущества нейронных сетей перед традиционными алгоритмами. *Экспериментальные и теоретические исследования в современной науке. Сборник статей по материалам V международной научно-практической конференции.* Новосибирск: Изд. АНС «СибАК»; 2017:5(5):11-15.
2. Mitrea C.A., Lee C.K.M. and Wu Z. A Comparison between Neural Networks and Traditional Forecasting Methods. A Case Study. *International Journal of Engineering Business Management.* 2009;1(2):19-24.
3. Krusienski D.J., & Jenkins W.K. Comparative analysis of neural network filters and adaptive Volterra filters. In *Midwest Symposium on Circuits and Systems.* 2001;1:49-52.
4. Charef F., Ayachi F. A Comparison between Neural Networks and GARCH Models in Exchange Rate Forecasting. *International Journal of Academic Research in Accounting, Finance and Management Sciences.* 2016;6(1):94-99.
5. Eze, Chinonso M., Ugwuowo Ifeanyi Fidelis, Asogwa Oluchukwu. A comparative analysis of vector autoregressive model and neural networks. *EPH – International Journal of Mathematics and Statistics.* 2018;4(8):1-13.
6. Schlechtingen M., Santos I. Comparative analysis of neural network and regression based condition monitoring approaches for wind turbine fault detection. *Mechanical Systems and Signal Processing.* 2011;25(5):1849-1875. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ymssp.2010.12.007>.
7. Edwards David J., Holt, Gary David and Harris, Frank C. A comparative analysis between the multilayer perceptron “neural network” and multiple regression analysis for predicting construction plant maintenance costs. *Journal of Quality in Maintenance Engineering.* 2000;6(1):45-61.
8. West P.M., Brockett P.L., Golden L.L A comparative analysis of neural networks and statistical methods for predicting consumer choice. *Marketing Science.* 1997;16(4):370-391.
9. Муха В.С. *Статистические методы обработки данных.* Минск: БГУ; 2009.
10. Вучков И.Н., Бояджиева И.Н., Солаков Е. *Прикладной линейный регрессионный анализ.* Москва: Финансы и статистика; 1987:238
11. Wasserman P.D. *Advanced Methods in Neural Computing.* New York: Van Nostrand Reinhold; 1993: 278.
12. Муха В.С. Статистическое распознавание многомерных негауссовских образов. *Автоматика и телемеханика.* 2001;4:80-90.

References

1. Golovinov A.O., Klimova E.N. [Advantages of neural networks before traditional algorithms]. *Eksperimentalnye i teoreticheskie issledovaniya v sovremennoy nauke. Sbornik statey po materialam V mejdunarodnoy nauchno-prakticheskoy konferencii.* Novosibirsk, Pub. ANS “SibAK”; 2017:5(5):11-15. (In Russ.)
2. Mitrea C.A., Lee C.K.M. and Wu Z. A Comparison between Neural Networks and Traditional Forecasting Methods. A Case Study. *International Journal of Engineering Business Management.* 2009;1(2):19-24.

3. Krusienski D.J., & Jenkins W.K. Comparative analysis of neural network filters and adaptive Volterra filters. In *Midwest Symposium on Circuits and Systems*. 2001;1:49-52.
4. Charef F., Ayachi F. A Comparison between Neural Networks and GARCH Models in Exchange Rate Forecasting. *International Journal of Academic Research in Accounting, Finance and Management Sciences*. 2016;6(1):94-99.
5. Eze, Chinonso M., Ugwuowo Ifeanyi Fidelis, Asogwa Oluchukwu. A comparative analysis of vector autoregressive model and neural networks. *EPH – International Journal of Mathematics and Statistics*. 2018;4(8):1-13.
6. Schlechtingen M., Santos I. Comparative analysis of neural network and regression based condition monitoring approaches for wind turbine fault detection. *Mechanical Systems and Signal Processing*. 2011;25(5):1849-1875. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ymssp.2010.12.007>.
7. Edwards David J., Holt Gary David and Harris, Frank C. A comparative analysis between the multilayer perceptron “neural network” and multiple regression analysis for predicting construction plant maintenance costs. *Journal of Quality in Maintenance Engineering*. 2000;6 (1):45-61.
8. West P.M., Brockett P.L., Golden L.L. A comparative analysis of neural networks and statistical methods for predicting consumer choice. *Marketing Science*. 1997;16(4):370-391.
9. Mukha V.S. [*Statistical methods of data processing*]. Minsk: BSU; 2009. (In Russ.)
10. Vuchkov I.N., Boyadjeva L., Solakov E. [*Applied linear regression analysis*]. Moscow: Finance and Statistics; 1987: 238. (In Russ.)
11. Wasserman P.D. *Advanced Methods in Neural Computing*. New York: Van Nostrand Reinhold; 1993: 278.
12. Mukha V.S. [Statistical recognition of the multivariate non-Gaussian patterns]. *Automation and remote control*. 2001;4:80-90. (In Russ.)

Сведения об авторах

Муха В.С., д.т.н., профессор, профессор кафедры информационных технологий автоматизированных систем Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-17-293-88-23;
e-mail: mukha@bsuir.by
Муха Владимир Степанович

Information about the authors

Mukha V.S., D.Sc., Professor, Professor at the Department of Automated Data Processing Systems of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus.
Minsk, P. Brovka Str., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-17-293-88-23;
e-mail: mukha@bsuir.by
Mukha Vladimir Stepanovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-7-22-30>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.391.83:681.5

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ, ЛИНЕЙНЫХ ЗВЕНЬЕВ И РЕАКЦИЙ СИСТЕМ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ

Н.И. БЕЛЕНКЕВИЧ, В.А. ИЛЬИНКОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 1 июня 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. Разработана единая математическая модель временных характеристик сигналов, звеньев и реакций систем телекоммуникаций и радиоэлектроники, которая описывает импульсную и переходную характеристики всех типов линейных звеньев и реакции последних на воздействия в виде периодических, непериодических финитных и непериодических бесконечно протяженных сигналов. Разработан алгоритм расчета временных характеристик, обеспечивающий построение эффективной автоматизированной процедуры моделирования сигналов, звеньев и реакций во временной области. Проведен сравнительный количественный анализ точности предлагаемого алгоритма и алгоритма дискретного преобразования Фурье.

Ключевые слова: система, звено, сигнал, реакция, характеристика, линейность, модель, алгоритм, точность.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Беленкевич Н.И., Ильинков В.А. Математическое моделирование сигналов, линейных звеньев и реакций систем телекоммуникаций и радиоэлектроники во временной области. Доклады БГУИР. 2021; 19(7): 22-30.

MATHEMATICAL MODELING OF SIGNALS, LINEAR LINKS AND RESPONSES OF TELECOMMUNICATIONS AND RADIOELECTRONICS SYSTEMS IN TIME DOMAIN

NATALIA I. BELENKEVICH, VALERI A. ILYINKOV

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 1 June 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. A single mathematical model of time characteristics of signals, links and responses of telecommunications and radioelectronics systems is suggested. It embodies Dirac- and Heaviside responses of all types of linear links, as well as their responses to the input in the form of periodic signals, no periodic finite and no periodic eternal signals. On the basis of the suggested model the algorithm for calculation of time characteristics was developed, which allows creation of effective automated simulations procedure of signals, links and responses in time-domain. The comparative quantitative analysis of accuracy of the suggested algorithm and discrete Fourier transformation (DFT) algorithm was carried out.

Keywords: system, link, signal, response, characteristic, linearity, model, algorithm, accuracy.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Belenkevich N.I., Ilyinkov V.A. Mathematical modeling of signals, linear links and responses of telecommunications and radioelectronics systems in time domain. Doklady BGUIR. 2021; 19(7): 22-30.

Введение

В условиях стремительного развития систем телекоммуникаций и радиоэлектроники (СТР) основным инструментом их проектирования и разработки является математическое моделирование (ММ), подразделяемое на структурно- и схемотехническое.

Структурно-техническое ММ применяется на начальных этапах цикла проектирования и разработки. Оно определяет алгоритм функционирования, структуру и основные параметры качества создаваемой техники [1]. Важнейшим компонентом структурнотехнического ММ является моделирование линейных искажений, с помощью которого вырабатывают обоснованные требования к частотным и временным характеристикам функциональных блоков и системы в целом. В качестве моделей воздействий и блоков используют континуальные детерминированные сигналы и линейные звенья. При этом ММ искажений отличают многообразие и сложность моделей сигналов, звеньев, сложность процедуры и большой объем вычислений [2].

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

Цель работы – разработка единой математической модели и алгоритма расчета импульсной, переходной характеристик линейных звеньев и реакций последних на периодические и непериодические (финитные, бесконечно протяженные) сигналы, которые обеспечивают построение эффективной автоматизированной процедуры ММ во временной области.

Разработка единой математической модели временных характеристик СЗР

Вначале отметим, что при моделировании линейных искажений в качестве воздействий применяют периодические $\varphi_i(t)$, непериодические финитные $\varphi_{iT}(t)$ и непериодические бесконечно протяженные $\alpha_i(t)$ сигналы [1]:

$$\varphi_{iT}(t) = \begin{cases} \varphi(t), & [(i-1)(i-2)t_1/2, t_1 + (i-1)^2(t_2 - t_1)] \\ 0, & (-\infty, (i-1)(i-2)t_1/2) \cup [t_1 + (i-1)^2(t_2 - t_1), \infty) \end{cases}$$

$$\alpha_i(t) = \begin{cases} \varphi(t), & [i(2-i)t_1 + i(i-1)t_2/2, \infty) \\ 0, & (-\infty, i(2-i)t_1 + i(i-1)t_2/2) \end{cases} \quad \varphi_i(t) = \begin{cases} \varphi_{iT}(t), & [0, T) \\ \varphi_i(t+T), & (-\infty, \infty) \end{cases} \quad (1)$$

где $\varphi(t)$ – образующая действительная функция, определяемая на неограниченном полуоткрытом интервале $[0, \infty)$, имеющая все производные $|\varphi^{(u)}(t)| \leq ML^{u+1}$ ($u = \overline{0, \infty}$); $0 \leq t_1 < t_2 \leq T$, $i = 0, 1, 2$.

Оптимальным описанием сигналов (1) является их задание на комплексной плоскости лапласовскими изображениями, представляемыми в виде [3, 4]:

$$\varphi_{0T}(t) \Leftrightarrow \bar{\varphi}_{0T}(p) = S_2(p)e^{-pt^2} - S_1(p)e^{-pt^1}, \quad \varphi_{1(2)T}(t) \Leftrightarrow \bar{\varphi}_{1(2)T}(p) = S_{1(2)}(p)e^{-pt^{1(2)}} - S_0(p),$$

$$\alpha_0(t) \Leftrightarrow \bar{\alpha}_0(p) = -S_0(p) = -\lim_{t_1 \rightarrow 0} S_1(p) = -\lim_{t_2 \rightarrow 0} S_2(p), \quad (2)$$

$$\alpha_{1(2)}(t) \Leftrightarrow \bar{\alpha}_{1(2)}(p) = -S_{1(2)}(p)e^{-pt^{1(2)}}, \quad \varphi_{0(1,2)}(t) \Leftrightarrow \bar{\varphi}_{0(1,2)}(p) = \bar{\varphi}_{0(1,2)T}(p)(1 - e^{-pT})^{-1},$$

причем, для расширения возможностей моделирования компоненты $S_i(p)$ модели (2) целесообразно задавать операторными функциями специального вида с кратными нулями и полюсами [1]:

$$S_i(p) = \frac{A_i(p)}{C_i B_0(p)} = \frac{\prod_{x=1}^{N_{i3}} (p + a_{i3x})^{n_{i3x}} \prod_{y=1}^{N_{i4}} (p^2 + 2a_{i4y}p + a_{i4y}^2 + \omega_{i4y}^2)^{n_{i4y}}}{C_i \prod_{s=1}^{N_{01}} (p + a_{01s})^{n_{01s}} \prod_{l=1}^{N_{02}} (p^2 + 2a_{02l}p + a_{02l}^2 + \omega_{02l}^2)^{n_{02l}}}, \quad (3)$$

где $v_0 = \sum_{s=1}^{N_{01}} n_{01s} + 2 \sum_{l=1}^{N_{02}} n_{02l}$, $g_i = \sum_{x=1}^{N_{i3}} n_{i3x} + 2 \sum_{y=1}^{N_{i4}} n_{i4y}$ – порядки полиномов знаменателя $B_0(p)$ и числителя $A_i(p)$ ($g_i \leq v_0$); $a_{01s} = \text{Re } a_{01s}$; $n_{01s} = [n_{01s}] > 0$; $a_{02l} = \text{Re } a_{02l}$; $\omega_{02l} = \text{Re } \omega_{02l} > 0$; $n_{02l} = [n_{02l}] > 0$; $a_{i3x} = \text{Re } a_{i3x}$; $n_{i3x} = [n_{i3x}] > 0$; $a_{i4y} = \text{Re } a_{i4y}$; $\omega_{i4y} = \text{Re } \omega_{i4y} > 0$; $n_{i4y} = [n_{i4y}] > 0$; $C_i = \text{Re } C_i \neq 0$.

Дополнительно, при ММ искажений применяют (не)минимально-фазовые линейные звенья с различной формой частотных характеристик, которые описываются на комплексной плоскости передаточной функцией $K_Z(p) = A_Z(p)/(C_Z B_Z(p))$, отличающейся от модели (3) только тем, что полином $B_Z(p)$ знаменателя является полиномом Гурвица [1, 5].

С учетом приведенных необходимых сведений за основу решения поставленной задачи принимаем совместное математическое описание (на комплексной плоскости) СЗР

$$R(p) = (R_{2Z}(p)e^{-pt^2} - R_{1Z}(p)e^{-pt^1})(1 - e^{-pT})^{-1}, \quad (4)$$

реализованное на базе операторной дробно-рациональной функции [1]

$$R_{00}(p) = \frac{A(p)}{CB(p)} = \frac{\prod_{x=1}^{N_3} (p + a_{3x})^{n_{3x}} \prod_{y=1}^{N_4} (p^2 + 2a_{4y}p + a_{4y}^2 + \omega_{4y}^2)^{n_{4y}}}{C \prod_{s=1}^{N_1} (p + a_{1s})^{n_{1s}} \prod_{l=1}^{N_2} (p^2 + 2a_{2l}p + a_{2l}^2 + \omega_{2l}^2)^{n_{2l}}}. \quad (5)$$

Последняя получена объединением несовпадающих (одинаковых по форме) массивов коэффициентов функций $K_Z(p)$ и $S_k(p)$ $k = 0, 1, 2$, от чего $N_{1(2)} = N_{Z1(Z2)} + N_{01(02)}$, $N_{3(4)} = N_{Z3(Z4)} + \sum_{k=0}^2 N_{k3(k4)}$, $C = C_Z^{h_Z} \cdot \prod_{k=0}^2 C_k^{h_k}$ ($h_Z = 0, 1$; $h_k = 0, 1$), где N_{Zi} , N_{ki} – размеры массивов функций $K_Z(p)$ и $S_k(p)$ ($i = \overline{1, 4}$; массивы знаменателей функций $S_k(p)$ совпадают). Поэтому при $i = \overline{1, 4}$ и $j = \overline{3, 4}$

$$R_{00}(p) = \begin{cases} R_Z(p) = K_Z(p) & (h_Z = 1, h_0 = h_1 = h_2 = N_{0i} = N_{1j} = N_{2j} = 0) \\ R_{0(1,2)}(p) = S_{0(1,2)}(p) & (h_{0(1,2)} = 1, h_Z = h_{1(0,0)} = h_{2(2,1)} = N_{Zi} = N_{1(0,0)j} = N_{2(2,1)j} = 0) \\ R_{0(1,2)Z}(p) = S_{0(1,2)}(p)K_Z(p) & (h_Z = h_{0(1,2)} = 1, h_{1(0,0)} = h_{2(2,1)} = N_{1(0,0)3} = N_{1(0,0)4} = N_{2(2,1)3} = N_{2(2,1)4} = 0). \end{cases} \quad (6)$$

Важно дополнительно отметить, что для построения единой математической модели временных характеристик (ВХ) звеньев и реакций оригинал, соответствующий изображению (4), должен быть представлен в замкнутом виде – конечным числом слагаемых [1]. Это обеспечивает

модифицированный операционный метод [3, 4], который выполняет переход от изображения к оригиналу нестандартным вычислением интеграла Римана – Меллина [5].

С использованием упомянутого метода образована формальная математическая модель во временной области [1], которая, однако, напрямую непригодна для ММ:

$$\Psi_0(t) = \begin{Bmatrix} \Psi_{0L} \\ \Psi_{0B} \\ \Psi_{0U} \end{Bmatrix} = -\sum_{p_{Si}} \operatorname{res} \left(R_{0Z}(p) e^{pt} \begin{Bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{Bmatrix} \right) + \sum_{p_{Kz}} \operatorname{res} \left(\frac{R_{1Z}(p) e^{p(t-t_1)}}{1 - e^{-pT}} \begin{Bmatrix} 1 \\ e^{-pT} \\ e^{-pT} \end{Bmatrix} \right) - \\ - \sum_{p_{Kz}} \operatorname{res} \left(\frac{R_{2Z}(p) e^{p(t-t_2)}}{1 - e^{-pT}} \begin{Bmatrix} 1 \\ 1 \\ e^{-pT} \end{Bmatrix} \right), \quad \Psi_0(t) = \begin{Bmatrix} \Psi_{0L}(t), (0, t_1) \\ \Psi_{0B}(t), (t_1, t_2) \\ \Psi_{0U}(t), (t_2, T) \end{Bmatrix}, \quad (7)$$

где $\Psi_0(t)$ – реакция линейного звена на периодическое воздействие $\varphi_0(t)$; p_{Si} , p_{Kz} – полюсы функций соответственно $S_i(p)$ и $K_z(p)$. В результате задача построения единой модели ВХ звеньев и реакций сводится к реализации математических процедур вычисления вычетов (с учетом кратности полюсов) в модели (7).

В практике ММ применяются функции $R_{0(1,2)Z}(p)$ с одно-, дву- и трехкратными полюсами. Учитывая последнее, выполняя математические процедуры нахождения вычетов и последующие преобразования, окончательно приходим к модели:

$$\begin{Bmatrix} \Psi_L(t) \\ \Psi_M(t) \\ \Psi_U(t) \end{Bmatrix} = \sum_{s=1}^{N_{Z1}} \left(\begin{Bmatrix} D_{1Z1s} \\ D_{1Z1s}^T \\ D_{1Z1s}^T \end{Bmatrix} e^{-a_{1s}(t-t_1)} - \begin{Bmatrix} D_{2Z1s} \\ D_{2Z1s} \\ D_{2Z1s}^T \end{Bmatrix} e^{-a_{1s}(t-t_2)} \right) + \sum_{l=1}^{N_{Z2}} \left(\begin{Bmatrix} D_{1Z2l} \\ D_{1Z2l}^T \\ D_{1Z2l}^T \end{Bmatrix} e^{-a_{2l}(t-t_1)} - \begin{Bmatrix} D_{2Z2l} \\ D_{2Z2l} \\ D_{2Z2l}^T \end{Bmatrix} e^{-a_{2l}(t-t_2)} \right) - \\ - \sum_{s=N_{Z1}+1}^{N_{Z1}+N_{01}} \begin{Bmatrix} 0 \\ D_{0Z1s} \\ 0 \end{Bmatrix} e^{-a_{1s}t} - \sum_{l=N_{Z2}+1}^{N_{Z2}+N_{02}} \begin{Bmatrix} 0 \\ D_{0Z2l} \\ 0 \end{Bmatrix} e^{-a_{2l}t}, \quad \begin{Bmatrix} 0, t_1 \\ t_1, t_2 \\ t_2, T \end{Bmatrix}, \quad (8)$$

$$\text{где при } n_{1s} = 1 \quad D_{0Z1s} = R_{0Z1s}^0, \quad D_{1(2)Z1s} = R_{1(2)Z1s}^0 M_{11s}, \quad D_{1(2)Z1s}^T = R_{1(2)Z1s}^0 M_{21s}; \quad (9)$$

$$\text{при } n_{1s} = 2 \quad D_{0Z1s} = R_{0Z1s}^0 t + R_{0Z1s}^I,$$

$$D_{1(2)Z1s} = -R_{1(2)Z1s}^0 M_{11s}^2 T e^{a_{1s}T} + R_{1(2)Z1s}^0 M_{11s} (t - t_{1(2)}) + R_{1(2)Z1s}^I M_{11s}, \quad (10)$$

$$D_{1(2)Z1s}^T = -R_{1(2)Z1s}^0 M_{21s}^2 T e^{-a_{1s}T} + R_{1(2)Z1s}^0 M_{21s} (t - t_{1(2)}) + R_{1(2)Z1s}^I M_{21s};$$

$$\text{при } n_{2l} = 1 \quad D_{0Z2l} = (R_{0Z2l}^0 / \omega_{2l}) \sin(\omega_{2l}t + \varphi_{0Z2l}^0),$$

$$D_{1(2)Z2l} = \frac{R_{1(2)Z2l}^0 N_{12l}}{\omega_{2l}} \sin(\omega_{2l}(t - t_{1(2)}) + \varphi_{1(2)Z2l}^0) - \frac{R_{1(2)Z2l}^0 M_{12l}}{\omega_{2l}} \cos(\omega_{2l}(t - t_{1(2)}) + \varphi_{1(2)Z2l}^0), \quad (11)$$

$$D_{1(2)Z2l}^T = \frac{R_{1(2)Z2l}^0 N_{22l}}{\omega_{2l}} \sin(\omega_{2l}(t - t_{1(2)}) + \varphi_{1(2)Z2l}^0) - \frac{R_{1(2)Z2l}^0 M_{12l}}{\omega_{2l}} \cos(\omega_{2l}(t - t_{1(2)}) + \varphi_{1(2)Z2l}^0);$$

$$\text{при } n_{2l} = 2 \quad D_{0Z2l} = \frac{R_{0Z2l}^0}{2\omega_{2l}^3} \sin(\omega_{2l}t + \varphi_{0Z2l}^0) - \frac{R_{0Z2l}^0}{2\omega_{2l}^2} t \cos(\omega_{2l}t + \varphi_{0Z2l}^0) - \frac{R_{0Z2l}^I}{2\omega_{2l}^2} \cos(\omega_{2l}t + \varphi_{0Z2l}^I),$$

$$\begin{aligned}
 D_{1(2)Z2l} = R_{1(2)Z2l}^0 & \left(\left(\frac{T e^{a_{2l} T}}{2\omega_{2l}^2} (N_{12l}^2 \sin(\omega_{2l} T) + 2M_{12l} N_{12l} \cos(\omega_{2l} T) - M_{12l}^2 \sin(\omega_{2l} T)) + \frac{N_{12l}}{2\omega_{2l}^3} \right) - \right. \\
 & \left. - (t - t_{1(2)}) \frac{M_{12l}}{2\omega_{2l}^2} \right) \sin(\omega_{2l} (t - t_{1(2)}) + \Phi_{1(2)Z2l}^0) + \\
 & + R_{1(2)Z2l}^0 \left(\left(\frac{T e^{a_{2l} T}}{2\omega_{2l}^2} (N_{12l}^2 \cos(\omega_{2l} T) - 2M_{12l} N_{12l} \sin(\omega_{2l} T) - M_{12l}^2 \cos(\omega_{2l} T)) - \frac{M_{12l}}{2\omega_{2l}^3} \right) - \right. \\
 & \left. - (t - t_{1(2)}) \frac{N_{12l}}{2\omega_{2l}^2} \right) \cos(\omega_{2l} (t - t_{1(2)}) + \Phi_{1(2)Z2l}^0) - \\
 & - R_{1(2)Z2l}^I \frac{M_{12l}}{2\omega_{2l}^2} \sin(\omega_{2l} (t - t_{1(2)}) + \Phi_{1(2)Z2l}^I) - R_{1(2)Z2l}^I \frac{N_{12l}}{2\omega_{2l}^2} \cos(\omega_{2l} (t - t_{1(2)}) + \Phi_{1(2)Z2l}^I),
 \end{aligned} \tag{12}$$

$$\begin{aligned}
 D_{1(2)Z2l}^T = R_{1(2)Z2l}^0 & \left(\left(\frac{T e^{-a_{2l} T}}{2\omega_{2l}^2} (-N_{22l}^2 \sin(\omega_{2l} T) + 2M_{12l} N_{22l} \cos(\omega_{2l} T) + M_{12l}^2 \sin(\omega_{2l} T)) + \frac{N_{22l}}{2\omega_{2l}^3} \right) - \right. \\
 & \left. - (t - t_{1(2)}) \frac{M_{12l}}{2\omega_{2l}^2} \right) \sin(\omega_{2l} (t - t_{1(2)}) + \Phi_{1(2)Z2l}^0) + \\
 & + R_{1(2)Z2l}^0 \left(\left(\frac{T e^{-a_{2l} T}}{2\omega_{2l}^2} (N_{22l}^2 \cos(\omega_{2l} T) + 2M_{12l} N_{22l} \sin(\omega_{2l} T) - M_{12l}^2 \cos(\omega_{2l} T)) - \frac{M_{12l}}{2\omega_{2l}^3} \right) - \right. \\
 & \left. - (t - t_{1(2)}) \frac{N_{22l}}{2\omega_{2l}^2} \right) \cos(\omega_{2l} (t - t_{1(2)}) + \Phi_{1(2)Z2l}^0) - \\
 & - R_{1(2)Z2l}^I \frac{M_{12l}}{2\omega_{2l}^2} \sin(\omega_{2l} (t - t_{1(2)}) + \Phi_{1(2)Z2l}^I) - R_{1(2)Z2l}^I \frac{N_{22l}}{2\omega_{2l}^2} \cos(\omega_{2l} (t - t_{1(2)}) + \Phi_{1(2)Z2l}^I);
 \end{aligned}$$

$$M_{12l} = \frac{e^{a_{2l} T} \sin(\omega_{2l} T)}{1 - 2e^{a_{2l} T} \cos(\omega_{2l} T) + e^{2a_{2l} T}}, \quad N_{12l} = \frac{1 - e^{a_{2l} T} \cos(\omega_{2l} T)}{1 - 2e^{a_{2l} T} \cos(\omega_{2l} T) + e^{2a_{2l} T}}, \tag{13}$$

$$N_{22l} = \frac{e^{a_{2l} T} \cos(\omega_{2l} T) - e^{2a_{2l} T}}{1 - 2e^{a_{2l} T} \cos(\omega_{2l} T) + e^{2a_{2l} T}}, \quad M_{11s} = (1 - e^{a_{1s} T})^{-1}, \quad M_{21s} = (e^{-a_{1s} T} - 1)^{-1};$$

$$R_{0(1,2)Z1s}^M = \left[\left(R_{0(1,2)Z} (p) (p + a_{1s})^{n_{1s}} \right) \Big|_{p=-a_{1s}}^{(n_{1s}-1)} \right], \quad M = n_{1s} - 1 = 0, I, II; \tag{14}$$

$$R_{0(1,2)Z2l}^M e^{j\Phi_{0(1,2)Z2l}} = \left[\left(R_{0(1,2)Z} (p) (p + 2a_{2l} p + a_{2l}^2 + \omega_{2l}^2)^{n_{2l}} \right) \Big|_{p=-a_{2l} + j\omega_{2l}}^{(n_{2l}-1)} \right], \quad M = n_{2l} - 1 = 0, I, II;$$

для сокращения объема статьи выражения компонентов D_{0Z1s} , $D_{1(2)Z1s}$, $D_{1(2)Z1s}^T$, D_{0Z2l} , $D_{1(2)Z2l}$, $D_{1(2)Z2l}^T$ при трехкратных полюсах не приводятся.

Модель (8) являет собой точное аналитическое выражение для реакции $\psi_0(t)$ линейного звена на периодическое воздействие $\varphi_0(t)$. Оно, в отличие от классического решения спектральным и операционным методами [5–7], является результатом разложения по конечной системе собственных функций линейного звена e^{PKz^t} и воздействия $e^{PS_0^t}$. Такое представление устраняет проблемы улучшения сходимости, оценки точности, минимизирует объем и время моделирования.

Очевидно, при временных переходах $t_1 \rightarrow 0$, $t_2 \rightarrow \infty$ и $T \rightarrow \infty$ модель (8) описывает реакции $\psi_{i,T}(t)$, $\beta_i(t)$ и $\psi_i(t)$ ($i = 0, 1, 2$) на соответственно непериодическое финитное $\varphi_{i,T}(t)$, непериодическое бесконечно протяженное $\alpha_i(t)$ и периодическое $\varphi_i(t)$ воздействия (1). Дополнительно, при использовании в качестве воздействия $\alpha_0(t)$ функции $\delta(t)$ Дирака и функции $\gamma(t)$ Хэвисайда реакция $\beta_0(t)$ является соответственно импульсной (ИХ) $g(t)$ и переходной (ПХ) $h(t)$ характеристиками звена. Таким образом, выражение (8), по сути, представляет собой единую математическую модель временных характеристик СЗР.

Разработка алгоритма расчета временных характеристик СЗР

На основе единой математической модели (8) разработан алгоритм расчета временных характеристик СЗР, который состоит из следующих последовательных этапов.

1. *Выбор предмета исследования.* Выбирается предмет исследования: ИХ $g(t)$, ПХ $h(t)$; реакции $\psi_{kT}(t)$, $\beta_k(t)$ и $\psi_k(t)$ на соответственно непериодическое финитное $\varphi_{kT}(t)$, непериодическое бесконечно протяженное $\alpha_k(t)$ и периодическое $\varphi_k(t)$ воздействия ($k = 0, 1, 2$).

2. *Формирование базовой операторной передаточной функции $R_{00}(p)$ (5).* Находится изображение моделируемого воздействия. Определяются его компоненты $S_k(p)$, представляемые в форме (3). Формируется передаточная функция $K_Z(p)$ моделируемого звена. Объединением несовпадающих (одинаковых по форме) массивов коэффициентов функций $K_Z(p)$ и $S_k(p)$ образуется искомая операторная функция $R_{00}(p)$.

3. *Определение сочетания параметров.* Для выбранного предмета исследования определяются соответствующие сочетания значений параметров N_{zi} , N_{ki} , h_z , h_k , t_1 , t_2 и T ($k = 0, 2$, $i = 1, 4$), при которых согласно модели (8) рассчитываются искомые характеристики.

При этом учитывается, что в случае ИХ воздействием выступает функция Дирака и $S_0(p) = -1$, в случае ПХ – функция Хэвисайда и $S_0(p) = -1/p$.

4. *Выбор временного интервала и шага расчета.* Ограничения по выбору временного интервала и шага расчета отсутствуют. Точность моделирования не зависит от шага и способа разбиения интервала, определяется только точностью расчета элементарных функций в используемой системе программирования.

5. *Расчет ВХ сигналов и реакций.* Расчет отсчетных значений моделируемых ВХ выполняется по единой модели (8) при соответствующих временных переходах и сочетаниях параметров. Как следует из выражений (9)–(14), количество вычислительных операций сложения и умножения определяется только числом полюсов передаточной функции звена и изображения воздействия, что обеспечивает предельную точность, минимизирует объем вычислений и время моделирования. Отмеченное является существенным преимуществом разработанного алгоритма в сравнении, например, с используемым на практике алгоритмом дискретного преобразования Фурье (ДПФ) (реализуемым в форме быстрого преобразования Фурье (БПФ)).

Сравнительный анализ точности предлагаемого алгоритма и алгоритма ДПФ

Выше показано, что разработанный алгоритм обеспечивает предельную точность моделирования, не зависящую от выбранного временного интервала и шага его разбиения. На практике широко применяется алгоритм ДПФ, реализуемый в форме БПФ. Известно, при недостаточном количестве N точек дискретизации по времени возникает эффект наложения спектров в основной полосе частот и в частотных полосах вокруг гармоник частоты дискретизации, влекущий так называемую ошибку наложения спектров. Дискретизация по частоте соответствует тому, что алгоритм ДПФ, по сути, рассчитывает реакцию на периодическое воздействие. Поэтому при недостаточном количестве M точек дискретизации по частоте возникает эффект наложения реакции рассматриваемого и предыдущих импульсов периодической последовательности, приводящий к так называемой ошибке наложения реакций [6, 7]. В итоге при расчете алгоритмом ДПФ реакции $\psi_{kT}(t)$ на непериодическое финитное воздействие $\varphi_{kT}(t)$ возникают ошибка наложения спектров и ошибка наложения реакций, а в случае вычисления реакции $\psi_k(t)$ на периодическое воздействие $\varphi_k(t)$ – только ошибка наложения спектров. Величины указанных погрешностей могут быть весьма значительными, существенно зависят от вида моделируемого воздействия (видеоимпульс, радиоимпульс), определяются корректностью выбора количества точек дискретизации по времени и частоте.

С учетом изложенного для количественной оценки возможной погрешности выполнен вычислительный эксперимент, суть которого состоит в следующем.

1. Используются четыре воздействия: непериодическое финитное $\varphi_{1T1}(t)$ – идеальный прямоугольный видеоимпульс длительностью $\tau = 10$ мкс; периодическое воздействие $\varphi_{11}(t)$, образованное повторением с периодом T сигнала $\varphi_{1T1}(t)$; непериодическое финитное воздействие $\varphi_{1T2}(t)$ – радиоимпульс с прямоугольной огибающей длительностью $\tau = 10$ мкс и несущей частотой $f_0 = 1$ МГц; периодическое воздействие $\varphi_{12}(t)$, образованное повторением с периодом T сигнала $\varphi_{1T2}(t)$ (в классификации (1)).

2. В качестве звеньев используются фильтры нижних частот ФНЧ1–ФНЧ3 с граничными частотами f_{D1} – f_{D3} полосы пропускания соответственно 0,5, 0,25 и 0,125 МГц, полосовые фильтры ПФ1–ПФ3 с центральной частотой $f_0 = 1$ МГц и полосами Δf_1 – Δf_3 пропускания соответственно 1, 0,5 и 0,25 МГц. При этом передаточные функции $K_{\text{ФНЧ1}}(p)$ – $K_{\text{ФНЧ3}}(p)$ упомянутых ФНЧ образованы денормированием (нормированной) передаточной функции ФНЧ-прототипа модели Золотарева – Кауэра С05-50-21, а передаточные функции ПФ КПФ1(p)–КПФ3(p) – реактансным преобразованием модели С05-50-21 и последующим денормированием относительно частоты f_0 [6, 7].

3. Применяя разработанный алгоритм, рассчитаны отсчетные значения $\psi_{1T1}(k\Delta t)$, $\psi_{1T2}(k\Delta t)$ ($k = 0, N-1$, $N = \tau/\Delta t$) точных реакций $\psi_{1T1}(t)$ (фильтров ФНЧ1–ФНЧ3), $\psi_{1T2}(t)$ (фильтров ПФ1–ПФ3) на непериодические воздействия соответственно $\varphi_{1T1}(t)$ и $\varphi_{1T2}(t)$ при значениях параметра $N = 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100$, а также отсчетные значения $\psi_{11}(k\Delta t)$, $\psi_{12}(k\Delta t)$ точных реакций $\psi_{11}(t)$, $\psi_{12}(t)$ тех же фильтров на периодические воздействия соответственно $\varphi_{11}(t)$ и $\varphi_{12}(t)$ с периодом повторения $T = 10, 15, 20, 30, 50, 90$ мкс.

4. Показано [6, 7], что использование алгоритма ДПФ соответствует переходу к периодической (с периодом $\omega_g = 2\pi/\Delta t$) комплексной передаточной функции $K^l(j\omega)$ моделируемого звена. Учитывая последнее, периодическим повторением исходных комплексных передаточных функций $K_{\text{ФНЧ1}}(j\omega)$ – $K_{\text{ФНЧ3}}(j\omega)$ и $K_{\text{ПФ1}}(j\omega)$ – $K_{\text{ПФ3}}(j\omega)$ образованы соответствующие периодические передаточные функции $K^l_{\text{ФНЧ1}}(j\omega)$ – $K^l_{\text{ФНЧ3}}(j\omega)$ и $K^l_{\text{ПФ1}}(j\omega)$ – $K^l_{\text{ПФ3}}(j\omega)$, необходимые при моделировании реакции алгоритмом ДПФ.

5. Применяя полученные сведения, алгоритмом ДПФ моделируется реакция фильтров ФНЧ1–ФНЧ3 на воздействие $\varphi_{1T1}(t)$. Для этого выполняется прямое ДПФ с количеством $N = \tau/\Delta t = 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100$ точек дискретизации по времени. В результате образуется (непрерывная) периодическая спектральная плотность $S^l_{\text{вх}}(j\omega)$, соответствующая дискретному сигналу на входе ФНЧ. Далее вычисляется спектральная плотность $S^l_{\text{вых}}(j\omega) = S^l_{\text{вх}}(j\omega)K^l_{\text{ФНЧ}}(j\omega)$ на выходе ФНЧ1–ФНЧ3. Для выполнения обратного ДПФ осуществляется дискретизация спектральной плотности $S^l_{\text{вых}}(j\omega)$ по частоте с шагом $\Delta\omega = \omega_g/M$. При этом дискретная переменная обратного ДПФ изменяется в пределах $m = 0, M-1$, где $M = (T/\tau)N$. Такой зависимый выбор параметра M соответствует отсчетным значениям $\psi^l_{11}(m\Delta t)$ периодической реакции $\psi^l_{11}(t)$ в точках, совпадающих с расчетными точками по разработанному алгоритму. Последнее обеспечивает корректность процедуры сравнения реакций $\psi_{11}(t)$ и $\psi^l_{11}(t)$. По изложенному выше сценарию также моделируется реакция фильтров ПФ1–ПФ3 на воздействие $\varphi_{1T2}(t)$.

6. В результате весьма значительного по объему вычислительного эксперимента применительно к ФНЧ1–ФНЧ3 и ПФ1–ПФ3 при различных значениях параметров N и M рассчитаны реакции $\psi_{1T1(2)}(t)$, $\psi_{11(2)}(t)$ (разработанным алгоритмом) и $\psi^l_{11(2)}(t)$ (алгоритмом ДПФ). Для последующей оценки точности алгоритма ДПФ введены критерии:

$$\delta^T = \left(\sum_{k=0}^{N-1} (\psi^l_{11(2)k} - \psi_{1T1(2)k})^2 / \sum_{k=0}^{N-1} (\psi_{1T1(2)k})^2 \right)^{1/2}, \quad \delta = \left(\sum_{k=0}^{N-1} (\psi^l_{11(2)k} - \psi_{11(2)k})^2 / \sum_{k=0}^{N-1} (\psi_{11(2)k})^2 \right)^{1/2}, \quad (15)$$

где (с учетом упомянутых сведений) δ^T – суммарная относительная среднеквадратическая погрешность вследствие ошибки наложения спектров и ошибки наложения реакций; δ – относительная среднеквадратическая погрешность вследствие ошибки наложения реакций. По критериям (15) выполнена количественная оценка точности, ее результаты применительно к видеоимпульсу сведены в табл. 1 (применительно к радиоимпульсу для сокращения объема статьи не приводятся).

Анализ результатов позволяет сформулировать следующие выводы: при некорректном выборе значений N и M погрешности δ^T и δ могут быть весьма значительными и превышать десятки процентов; для минимизации ошибки наложения спектров частота дискретизации по времени должна на порядок превышать ширину основного лепестка спектра видеоимпульса и еще больше – в случае радиоимпульса; для последующей минимизации ошибки наложения реакций и достижения высокой точности моделирования (порядка 1 % и менее) должно выполняться условие $M \geq 10N$, что соответствует $T \geq 10\tau$.

Таблица 1. Значения погрешностей δ и δ^T (%) моделирования видеоимпульса алгоритмом ДПФ
Table 1. Uncertainties values δ and δ^T (%) of modeling of video pulse using a DFT algorithm

Звено link	T, мкс	N (f _г , МГц)													
		4		5		6		7		8		9		10	
ФНЧ1	15	4,457	4,250	3,555	3,438	2,957	2,922	2,532	2,573	2,214	2,327	1,966	2,148	1,769	2,014
	20	4,173	4,391	3,329	3,550	2,770	2,994	2,372	2,600	2,073	2,306	1,842	2,078	1,657	1,897
	30	4,207	4,225	3,356	3,374	2,792	2,810	2,391	2,409	2,090	2,108	1,857	1,875	1,670	1,689
	50	4,207	4,207	3,356	3,357	2,792	2,793	2,391	2,391	2,090	2,091	1,857	1,857	1,671	1,671
	90	4,207	4,207	3,356	3,356	2,792	2,792	2,391	2,391	2,090	2,090	1,857	1,857	1,671	1,671
ФНЧ2	15	3,032	10,45	2,420	10,03	2,014	9,762	1,724	9,579	1,508	9,446	1,339	9,344	1,205	9,265
	20	3,546	4,160	2,831	3,812	2,355	3,636	2,017	3,543	1,763	3,492	1,567	3,464	1,409	3,449
	30	3,295	3,807	2,631	3,163	2,189	2,741	1,875	2,445	1,639	2,227	1,456	2,060	1,310	1,929
	50	3,318	3,355	2,648	2,686	2,204	2,242	1,887	1,925	1,650	1,688	1,466	1,504	1,319	1,358
	90	3,317	3,317	2,648	2,648	2,203	2,203	1,887	1,887	1,650	1,650	1,466	1,466	1,318	1,319
ФНЧ3	15	3,416	33,89	2,722	33,72	2,263	33,61	1,936	33,54	1,692	33,49	1,502	33,45	1,351	33,41
	20	2,533	15,49	2,019	15,01	1,679	14,69	1,436	14,46	1,255	14,29	1,114	14,17	1,002	14,06
	30	2,886	3,819	2,299	3,555	1,911	3,425	1,634	3,356	1,428	3,318	1,268	3,298	1,140	3,287
	50	2,920	3,611	2,327	3,056	1,934	2,698	1,655	2,450	1,446	2,270	1,284	2,133	1,154	2,027
	90	2,903	2,930	2,313	2,340	1,922	1,950	1,645	1,673	1,437	1,466	1,276	1,305	1,147	1,177

Заключение

Разработана единая точная математическая модель ВХ, справедливая также при кратных полюсах передаточной функции звена и изображения воздействия. Она, в отличие от классического решения спектральным и операционным методами, является результатом разложения по конечной системе собственных функций звена и воздействия.

Разработан алгоритм расчета ВХ, обеспечивающий построение эффективной автоматизированной процедуры моделирования СЗР во временной области. В алгоритме количество операций сложения и умножения определяется только числом полюсов передаточной функции звена и изображения воздействия, что обеспечивает предельную точность, минимизирует объем вычислений и время моделирования.

Проведен сравнительный количественный анализ точности моделирования алгоритмом ДПФ, получены количественные оценки ошибок наложения спектров и наложения реакций, сформулированы рекомендации по корректному выбору значений параметров N и M .

Список литературы

1. Беленкевич Н.И., Ильинков В.А. Совместное описание сигналов, линейных звеньев и реакций систем телекоммуникаций и радиоэлектроники. *Весті Нацыянальнай акадэміі навук Беларусі. Серія фізіка-тэхнічных навук.* 2017;4:93-104.
2. Беленкевич Н.И., Ильинков В.А., Кухмар Д.А. Моделирование сигналов, линейных звеньев и реакций систем телекоммуникаций и радиоэлектроники в частотной области. *Доклады БГУИР.* 2018;4(114):29-36.
3. Ильинков В.А. Метод расчета реакции линейной системы на периодическое воздействие. *Радиотехника.* 1990;10:14-16.

4. Ильинков В.А., Ильинкова Н.И. Метод расчета реакции линейной системы на периодическое и непериодическое воздействие. *Вестник БГУ. Сер. 1: Физика, математика, информатика*. 1999;3:33-38.
5. Лаврентьев М.А., Шабат Б.В. *Методы теории функций комплексного переменного*. СПб.: Лань; 2002.
6. Гоноровский И.С. *Радиотехнические цепи и сигналы*. Москва: Дрофа; 2006.
7. Баскаков С.И. *Радиотехнические цепи и сигналы*. Москва: Ленанд; 2016.

References

1. Belenkevich N.I., Ilyinkov V.A. [The compatible mathematical description of signals, linear links and responses of telecommunications and radioelectronics systems]. *Vestsi Natsyyanal'nai akademii navuk Belarusi. Seryya fizika-technichnykh navuk = Proceedings of the National Academy of Sciences of Belarus. Physical-technical series*. 2017;4:93-104. (In Russ.)
2. Belenkevich N.I., Ilyinkov V.A., Kukhmar D.A. [Modeling of signals, linear links and responses of telecommunications and radioelectronics systems in frequency domain]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2018;4(114):29-36. (In Russ.)
3. Ilyinkov V. A. [A method of the computation of a linear system's response to a periodic action]. *Radiotekhnika = Radio Engineering*. 1990;10:14-16 (In Russ.)
4. Ilyinkov V. A., Ilyinkova N. I. [A method of the computation of a linear system's response to periodic and non-periodic actions]. *Vestnik BGU. Seriya 1: Fizika, matematika, informatika = Vestnik BSU. Series 1: Physics. Mathematics. Informatics*. 1999;3:33-38. (In Russ.)
5. Lavrent'ev M.A., Shabat B.V. [*Methods of the theory of functions of a complex variable*]. St. Petersburg: Lan' Publ.; 2002. (In Russ.)
6. Gonorovskij I.S. [*Radio technical circuits and signals*]. Moscow: Drofa Publ.; 2006. (In Russ.)
7. Baskakov S.I. [*Radio technical circuits and signals*]. Moscow: Lenand Publ.; 2016. (In Russ.)

Вклад авторов

Беленкевич Н.И. разработала единую математическую модель и алгоритм расчета временных характеристик, провела вычислительный эксперимент, выполнила количественный анализ точности моделирования алгоритмом ДПФ.

Ильинков В.А. сформулировал задачи и методы исследования, разработал сценарий вычислительного эксперимента, обсуждал результаты.

Authors' contribution

Belenkevich N.I. developed a single mathematical model and an algorithm for calculating time-response characteristics, conducted a computational experiment, carried out a quantitative analysis of modeling accuracy using a DFT algorithm.

Ilyinkov V.A. defined problems and research design, developed a case of computational experiment, discussed the result.

Сведения об авторах

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

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

Information about the authors

Belenkevich N.I., Senior Lecturer at the Department of Infocommunication Technologies of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Ilyinkov V.A., PhD, Associate Professor, Associate Professor at the Department of Infocommunication Technologies of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

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

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki Str., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-17-293-88-19;
e-mail: belenkevich@bsuir.by
Belenkevich Natalia Ivanovna



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-7-31-39>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 004.383:621.391

СТРУКТУРЫ ПРОЦЕССОРОВ ДЛЯ ВЫЧИСЛЕНИЯ МГНОВЕННОГО СПЕКТРА ПО УОЛШУ

А.А. БУДЬКО, Т.Н. ДВОРНИКОВА

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 18 июня 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. Работа посвящена разработке схем процессоров быстрого преобразования Уолша (БПУ) последовательно-параллельного типа. Процессоры БПУ предназначены для декодирования помехоустойчивых кодов и синхронизации, их использование позволяет снизить затраты при вычислении мгновенного спектра по Уолшу практически в 2 раза. Класс процессоров для вычисления мгновенного спектра по Уолшу назван процессорами последовательно-параллельного типа. Разработаны схемы процессоров БПУ последовательно-параллельного типа. Произведен сравнительный анализ построенных графов процессоров БПУ. Предложен способ и процессор для вычисления коэффициентов преобразования по Уолшу, позволяющий увеличить скорость производимых преобразований. При вычислении коэффициентов преобразования с помощью процессоров параллельного, последовательного и последовательно-параллельного типов было установлено, что процессоры БПУ последовательно-параллельного типа требуют при вычислении мгновенного спектра по Уолшу выполнения $2(N-1)$ операций. Полученные результаты могут быть использованы при проектировании устройств обработки дискретной информации, в телекоммуникационных системах при кодировании сигналов для их помехозащищенной передачи и декодировании, обеспечивающем оптимальное количество операций, а следовательно, оптимальные аппаратные затраты.

Ключевые слова: быстрое преобразование Уолша, процессоры, мгновенный спектр по Уолшу, помехоустойчивые коды.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Будько А.А., Дворникова Т.Н. Структуры процессоров для вычисления мгновенного спектра по Уолшу. Доклады БГУИР. 2021; 19(7): 31-39.

STRUCTURES OF PROCESSORS FOR CALCULATING THE INSTANT WALSH SPECTRUM

ANATOLI A. BUDZKO, TATYANA N. DVORNIKOVA

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 18 June 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. The work is devoted to the development of circuits for fast Walsh transform processors of the serial-parallel type. The fast Walsh transform processors are designed for decoding error-correcting codes and synchronization; their use can reduce the cost of calculating the instantaneous Walsh spectrum by almost 2 times. The class of processors for computing the instantaneous spectrum according to Walsh is called serial-parallel processors. Circuits of the fast Walsh transform processors of serial-parallel type have been developed. A comparative analysis of the constructed graphs of the fast Walsh transform processors is carried out. A method and a processor for calculating the Walsh transform coefficients are proposed, which allows increasing the speed of the transformations performed. When calculating the conversion coefficients using processors of parallel, serial and serial-parallel types, it was found that controllers of the serial-parallel type require $2(N-1)$ operations when calculating the instantaneous spectrum according to Walsh. The results obtained can be used in the design of discrete information processing devices, in telecommunication systems when coding signals for their noise-immune transmission and decoding, which ensures the optimal number of operations, and therefore the optimal hardware costs.

Keywords: fast Walsh transform, processors, instant Walsh spectrum, noise-resistant codes.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Budzko A.A., Dvornikova T.N. Structures of processors for calculating the instant Walsh spectrum. Doklady BGUIR. 2021; 19(7): 31-39.

Введение

В наши дни объем информации, передаваемой через информационно-телекоммуникационные структуры в мире, удваивается каждые 2–3 года. Появляются и успешно используются новые отрасли и направления информационной индустрии. Одним из таких направлений является теория систем и средств передачи и обработки информации. При этом идет бурное развитие средств обработки информации, особую важность приобретают сложные территориально рассредоточенные информационные системы, базирующиеся на тесном взаимодействии вычислительной техники и средств передачи информации. Разработчики сложных информационных систем стремятся увеличить надежность и помехоустойчивость отдельных элементов систем (средств обработки информации, устройств памяти, ввода–вывода, модуляции–демодуляции и др.), причем даже при очень высокой надежности элементов необходимо использовать общесистемные средства повышения помехоустойчивости.

Новые методы передачи и обработки цифровой информации широко используют функции Уолша. Основным критерием применимости ортогональных систем является простота генерирования и спектральных преобразований. Генераторы функций Уолша используются в системах передачи информации в качестве генераторов сигналов, в цифровых фильтрах, анализаторах и синтезаторах, при непосредственном изучении таких сигналов и т. д. [1].

Вычисление коэффициентов преобразования

Одной из основных операций при обработке информации в базе функций Уолша является вычисление коэффициентов преобразования. Оно осуществляется с помощью

алгоритмов БПУ с использованием вычислительных машин или специализированных процессоров БПУ. К настоящему времени известно большое количество алгоритмов БПУ. Все эти алгоритмы требуют одно и то же количество операций, а именно $N \log_2 N$. Особое место занимают так называемые «замечательные» алгоритмы: алгоритмы типа «бабочка», позволяющие осуществлять вычисления на местах, экономя память; алгоритмы, имеющие одинаковый вид на каждой итерации и др. Выбор того или иного алгоритма зависит от решаемой задачи, а также от возможностей практической реализации [1].

Процессоры БПУ могут быть использованы для декодирования помехоустойчивых кодов и синхронизации. Процессоры БПУ можно разделить на последовательные, параллельные и последовательно-параллельные. Структуры процессоров параллельного типа повторяют структуры графов БПУ согласно алгоритму Гротера – Рейдера, и для их реализации подходят все алгоритмы быстрого преобразования, однако при этом требуются большие аппаратные затраты. Для построения процессоров параллельного типа используются алгоритмы БПУ, которые позволяют проводить вычисления «на местах», чтобы сократить аппаратные затраты, но при этом затраты очень велики. Гораздо меньшие аппаратные затраты можно получить при реализации процессоров БПУ последовательного типа. Однако в этом случае коэффициенты преобразования на выходе процессора получаются в последовательном виде [1].

В теории преобразований по Уолшу существуют следующие понятия спектров. Спектр по Уолшу – это коэффициенты преобразования в той или иной системе упорядочения от последовательности значений входного сигнала. При этом преобразования осуществляются со значениями входного сигнала $0 \div N-1$, $N \div 2N-1$, $2N \div 3N-1$ и т. д., то есть на составных интервалах.

Другое понятие спектра – спектр мощности, который содержит $n+1$ составляющих и инвариантен относительно циклического временного сдвига и двоичного сдвига. Составляющие спектра не являются квадратичными компонентами только одной функции Уолша, а характеризуют группы функций, при этом обратное восстановление сигнала по такому спектру мощности становится невозможным.

Третье понятие спектра – полный спектр мощности, инвариантный относительно циклического сдвига, который не зависит от системы упорядочения функций Уолша.

Однако в теории и многих практических приложениях важно производить оценку спектра по Уолшу на скользящем интервале, т. е. осуществлять вычисление коэффициентов преобразования от последовательностей, составленных из N значений входного сигнала, получаемых после каждого нового значения входного сигнала. Таким образом осуществляются преобразования по Уолшу от последовательностей, составленных из $0 \div N-1$, $1 \div N$, $2 \div N+1$ и т. д. значений входного сигнала [2].

В области гармонических спектров А.А. Харкевичем введено понятие мгновенного спектра, т. е. спектра, отражающего свойства процесса в данный момент времени. Это понятие соответствует спектру на скользящем интервале [5].

Таким образом, появляется еще одно понятие спектра – мгновенный спектр по Уолшу. Если записать преобразование Уолша от вектора входного сигнала $\bar{f}_i = [f_i, f_{i+1}, \dots, f_{i+N-1}]^T$, то при последовательном изменении индекса i простейшее определение мгновенного спектра по Уолшу в матричном виде будет иметь следующий вид:

$$\bar{F}_i = W_N \cdot \bar{f}_i. \quad (1)$$

Процессоры БПУ

Вычисление мгновенного спектра по Уолшу возможно с помощью процессоров параллельного и последовательно типа. Для процессоров БПУ параллельного типа характерна следующая последовательность преобразования входного сигнала. Значения входного сигнала поступают во входной регистр процессора, и после того как N значений входного сигнала записаны, начинается процесс вычисления коэффициентов преобразования. При этом вычисления ведутся параллельно со всеми значениями входного сигнала на каждой итерации

и коэффициенты преобразования на выходе процессора получаются одновременно (параллельно). Для получения мгновенного спектра по Уолшу необходимо производить вычисление коэффициентов преобразования после поступления кодового входного сигнала [2]. Процессор параллельного типа допускает это.

В процессорах последовательного типа значения входного сигнала поступают последовательно, и коэффициенты преобразования на выходе появляются также последовательно. Для того чтобы осуществить вычисление мгновенного спектра, необходимо N процессоров последовательного типа. При этом в первый процессор значения входного сигнала поступают непосредственно во второй процессор с задержкой на один такт, в третий – на два такта и т. д. Значения коэффициентов на выходах процессоров через $2N$ и более такта будут представлять собой мгновенный спектр Уолша [3].

Исследуя итерационную структуру вычисления спектральных коэффициентов от векторов $\bar{f}_i, \bar{f}_{i+1}, \bar{f}_{i+2}$ и т. д., можно заметить, что в преобразованиях имеются общие промежуточные результаты вычислений. Рассмотрим итерационную структуру преобразования векторов \bar{f}_0 и \bar{f}_1 . Для матрицы Уолша – Адамара, факторизуемой с помощью матрицы (2) (для $N = 3$)

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

$$H_N = H_{2^n} = G^n.$$

С помощью БПУ параллельного типа и БПУ последовательного типа вычисления на первой итерации являются результатом перемножения входного вектора на матрицу. Результаты вычислений от следующего вектора будут такими:

$$\begin{aligned} G\bar{f}_0 &: f_0 + f_4; f_0 - f_4; f_1 + f_5; f_1 - f_5; f_2 + f_6; f_2 - f_6; f_3 + f_7; f_3 - f_7. \\ G\bar{f}_1 &: f_1 + f_5; f_1 - f_5; f_2 + f_6; f_2 - f_6; f_3 + f_7; f_3 - f_7; f_4 + f_8; f_4 - f_8. \end{aligned} \quad (3)$$

Сравнение результатов показывает, что, начиная с вектора \bar{f}_1 , они будут общими. При выполнении первой итерации для следующего входного вектора потребуется выполнить дополнительно только две операции. На каждой последующей итерации число не общих результатов вычислений удваивается, и на последней итерации общие результаты вычислений отсутствуют. Эти выводы справедливы для любых двух векторов \bar{f}_i и \bar{f}_{i+1} . Используя промежуточные результаты вычисления коэффициентов преобразования от вектора \bar{f}_i , при вычислении коэффициентов преобразования от вектора \bar{f}_{i+1} можно сократить необходимое число операций для каждой новой оценки мгновенного спектра.

Для данной факторизации матрицы Уолша – Адамара граф вычисления мгновенного спектра Уолша при $N = 8$ приведен на рис. 1. Алгоритм вычисления мгновенного спектра Уолша в соответствии с графом рис. 1 легко программируется и реализуется на ЭВМ, а также может быть реализован с помощью специализированного процессора. Схема процессора БПУ для вычисления мгновенного спектра в соответствии с рассмотренным алгоритмом представлена на рис. 2 ($N = 8$). Процессор содержит $\log_2 N$ последовательно соединенных ступеней единичного преобразования. Каждая ступень единичного преобразования содержит блок задержки (регистр сдвига), арифметическое устройство и вентиляльное устройство.

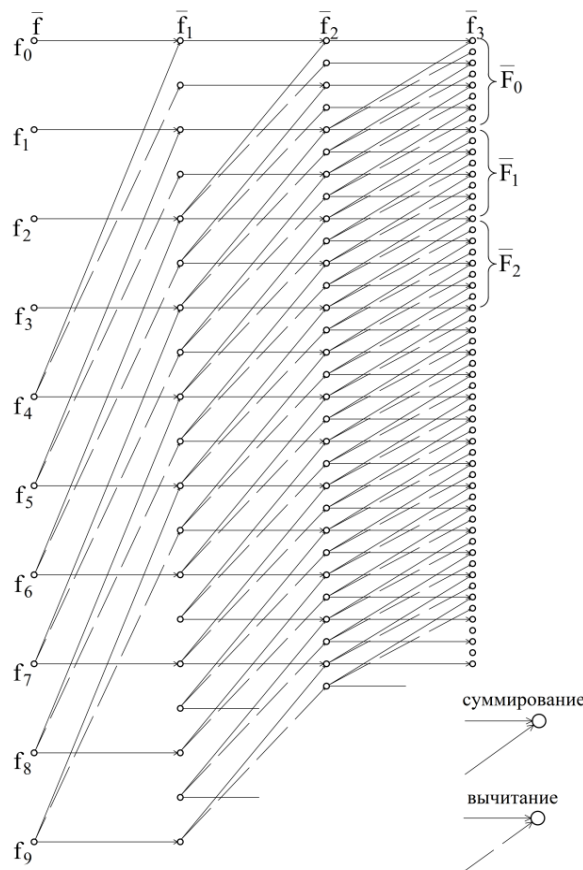


Рис. 1. Граф вычисления мгновенного спектра по Уолшу – Адамару
Fig. 1. Graph for calculating the instantaneous spectrum according to Walsh – Hadamard

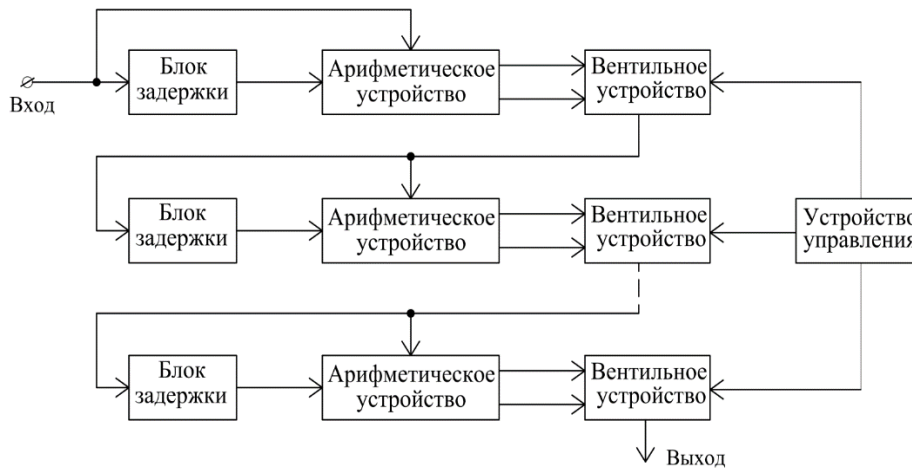


Рис. 2. Устройство БПУ по Уолшу – Адамару
Fig. 2. The device of the control room according to Walsh-Hadamard

Алгоритм вычисления на каждой итерации одинаков, поэтому в каждой ступени преобразования регистры сдвига имеют одинаковую длину, равную $N/2$. Для $N=8$ длина регистров – 4. Исходя из особенностей графа на рис. 1 и алгоритма работы устройства, частота тактовых импульсов в регистрах ступеней различна. При этом тактовая частота в регистре первой ступени совпадает с частотой поступления значений входного сигнала, а в регистрах сдвига каждой последующей ступени тактовая частота в 2 раза больше, чем в предыдущей. Возрастание тактовой частоты является необходимым условием получения высокоэффективного алгоритма вычислений данного процессора, при котором промежуточные результаты вычисления коэффициентов преобразования от одной последовательности используются при вычислении коэффициентов преобразования последующей

последовательности. Количество необходимых при этом операций сокращается. Одинаковый вид на каждой итерации позволяет реализовать такой БПУ.

При вычислении коэффициентов преобразования с помощью процессоров параллельного и последовательного типов от вектора длиной $N = 8$ требуется $N \cdot \log_2 N = 24$ операции и такое же количество операций при вычислении коэффициентов преобразования от любых других векторов длиной $N = 8$. Для вычисления коэффициентов преобразования от каждого вектора, кроме первого, используются промежуточные результаты вычисления коэффициентов преобразования от предыдущего вектора. При этом на первой итерации необходимо выполнить только две операции, а на каждой последующей итерации число операций удваивается.

Временной график работы процессора, представляющий собой алгоритм вычисления мгновенного спектра по Уолшу во времени, показан на рис. 3.

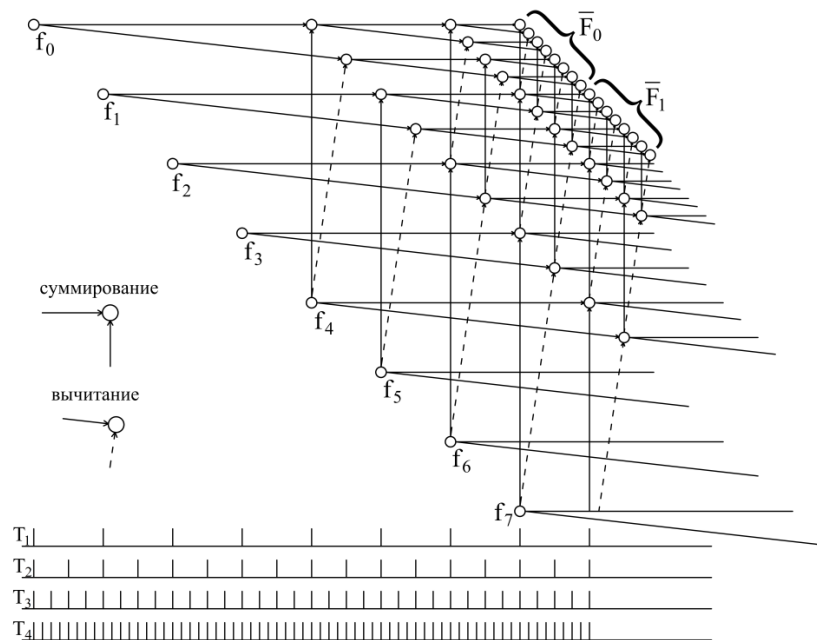


Рис. 3. Временной график работы процессора БПУ
Fig. 3. Time graph of the BPU processor

Исходя из этого, в общем случае, для каждой новой оценки мгновенного спектра по Уолшу требуется операций

$$q = 2^1 + 2^2 + \dots + 2^{\log_2 N} = 2(N-1). \quad (4)$$

Из графа на рис. 1 и временного графа работы процессора на рис. 3 видно, что для получения коэффициентов преобразования с помощью процессора (рис. 2) от вектора \vec{f}_0 , требуется $N \cdot \log_2 N = 24$ операций, а для вычисления коэффициентов преобразования от векторов \vec{f}_1 , \vec{f}_2 и т. д. достаточно 14 операций. Кроме того, процессор для вычисления мгновенного спектра вычисляет и обычный спектр Уолша, т. е. спектр на составных интервалах, и может использоваться вместо процессоров последовательного типа. Процессор БПУ для вычисления мгновенного спектра (рис. 2) к приходу $N + 1$ (такта) значения входного сигнала вычисляет все коэффициенты ортогонального преобразования от последовательности, составленной из поступивших N значений входного сигнала, т. е. он вычисляет коэффициенты преобразования значительно быстрее.

Недостаток процессора – относительно низкая предельная частота поступающего входного сигнала. Это вызвано тем, что частота работы ступеней возрастает. Недостаток сказывается тем больше, чем длиннее обрабатываемые последовательности [4].

Этот недостаток исключен у процессора БПУ для вычисления мгновенного спектра, изображенного на рис. 4. Он содержит блок преобразования в первой ступени преобразования,

два блока преобразования во второй ступени преобразования и четыре блока преобразования в третьей ступени преобразования.

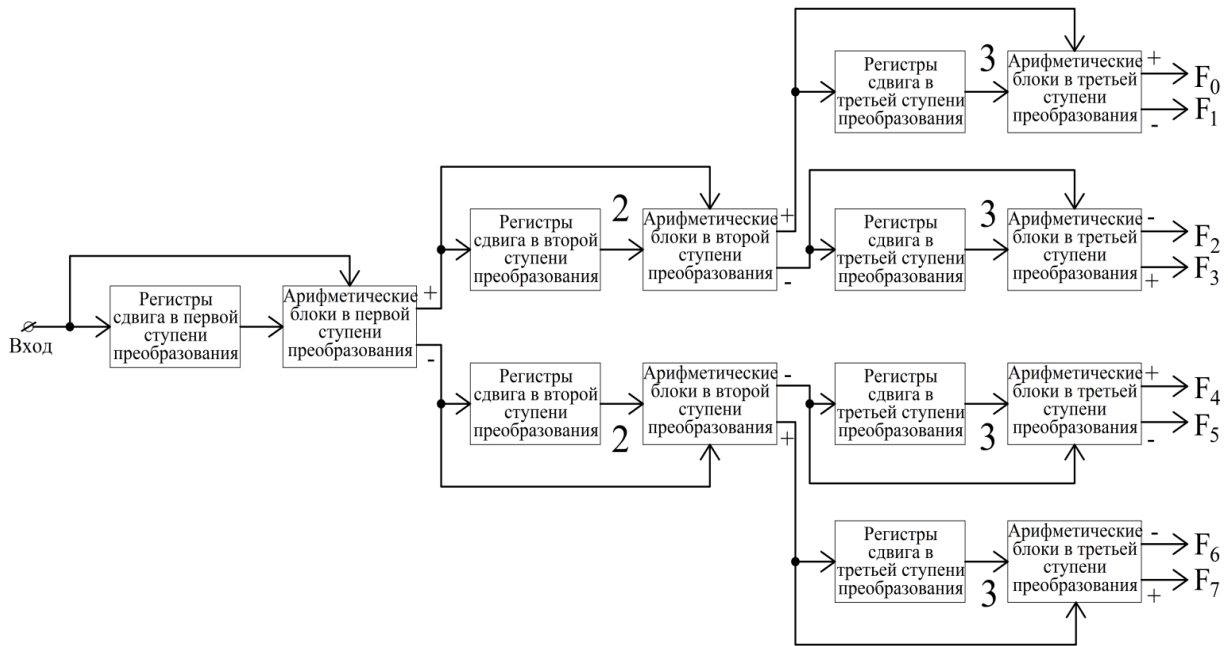


Рис. 4. Устройство БПУ последовательно-параллельного типа (1, 2, 3 – блоки преобразования первой, второй и третьей ступени преобразования)

Fig. 4. The block control unit of the serial-parallel type (1, 2, 3 – conversion units of the first, second and third conversion stages)

Блок преобразования состоит из регистра сдвига и арифметического устройства. В первой ступени преобразования регистр сдвига имеет один разряд, а в каждой последующей ступени – в два раза больше, чем в предыдущей. В общем случае в k -й ступени преобразования содержится 2^{k-1} блоков преобразования, и регистры сдвига в блоках преобразования имеют длину 2^{k-1} . На рис. 5 показан временной граф работы процессора.

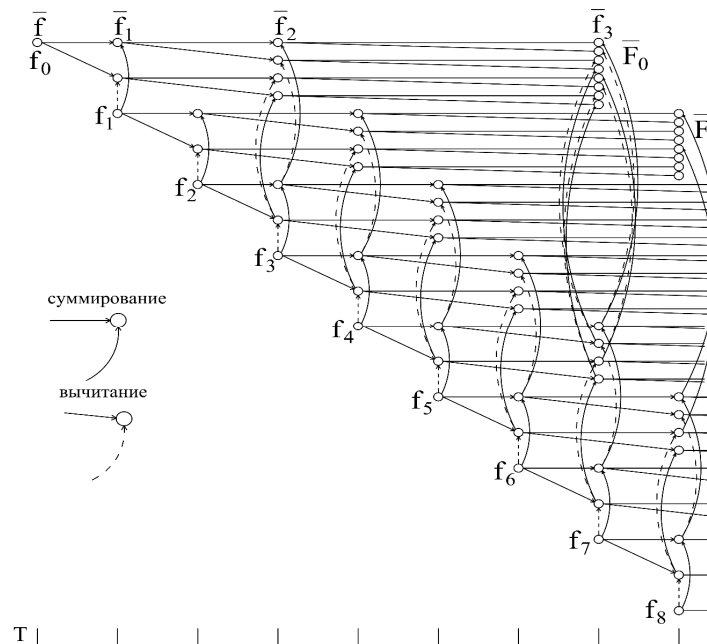


Рис. 5. Временной граф устройства БПУ
Fig. 5. Time graph of the fast Walsh transform device

Значения сигнала с суммарного выхода арифметического устройства поступают на один блок преобразования второй ступени преобразования, а с разностного выхода на другой. Блоки преобразования во второй и третьей ступени преобразования работают аналогично, только задержка сигнала в регистре сдвига во второй ступени на два такта, а в третьей – на четыре. На выходах блоков преобразования третьей ступени преобразования после седьмого тактового импульса получаются коэффициенты преобразования по Уолшу от последовательности, составленной из первых восьми значений входного сигнала. После восьмого тактового импульса – от последовательности, составленной со второго по девятое значение входного сигнала и т. д. Таким образом, предлагаемый процессор вычисляет с каждым тактом коэффициенты ортогонального преобразования по Уолшу – Качмажу от последовательности, составленной из N значений сигнала, поступивших на вход устройства, т. е. мгновенный спектр.

В силу того, что значения входного сигнала поступают в процессоры для вычисления мгновенного спектра по Уолшу последовательно, а коэффициенты преобразования получаются к каждому новому значению входного сигнала (параллельно), такие процессоры названы последовательно-параллельными.

Заключение

Процессоры БПУ последовательно-параллельного типа требуют при вычислении мгновенного спектра по Уолшу выполнения $2(N-1)$ операций, что примерно в $n/2$ раз меньше по сравнению с процессорами БПУ последовательного и параллельного типов. Если $N = 16$, то требуется $16 \cdot 4 = 64$ операции, а при реализации с помощью структуры БПУ последовательно-параллельного типа $2 \cdot (16-1) = 30$ операций. Алгоритм вычисления мгновенного спектра по Уолшу можно использовать при проектировании устройств обработки дискретной информации.

Список литературы

1. Зеленков А.В. Нерекурсивные алгоритмы спектрального анализа на скользящем интервале в базисе функций Виленкина – Кристенсона. *Радиотехника и электроника*. 1976;12.
2. Бесветтер Ф.К. Генерирование функций Уолша. *Зарубежная радиоэлектроника*. 1972;11:68-78.
3. Лосев В.В., Дворников В.Д. Декодирование кода максимальной длины при помощи БПУ. *Радиотехника и электроника*. 1979;3:1233-1239.
4. Лосев В.В., Бродская Е.Б., Коржик В.И. *Поиск и декодирование сложных дискретных сигналов*. Москва: Радио и связь; 1988.
5. Харкевич А.А. *Спектры и анализ*. Москва: Физмат; 1962.

References

1. Zelenkov A.V. [Non-recursive algorithms for spectral analysis on a sliding interval in the basis of Vilenkin – Christenson functions]. *Radio engineering and electronics*. 1976;12. (In Russ.)
2. Besvetter F.K. [Generation of Walsh functions]. *Foreign radio electronics* 1972;11:68-78. (In Russ.)
3. Losev V.V., Dvornikov V.D. [Decoding of the maximum length code using the control unit]. *Radio engineering and electronics*. 1979;3:1233-1239. (In Russ.)
4. Losev V.V., Brodskaya E.B., Korzhik V.I. [Search and decoding of complex discrete signals]. Moscow: Radio and communications; 1988. (In Russ.)
5. Kharkevich A.A. [Spectra and Analysis]. Moscow: Fizmat; 1962. (In Russ.)

Вклад авторов

Будько А.А., осуществил постановку задачи определения способа и процессора для вычисления коэффициентов преобразования по Уолшу, позволяющих увеличить скорость производимых преобразований.

Дворникова Т.Н. предложила способ вычисления коэффициентов преобразования по Уолшу, позволяющий увеличить скорость производимых преобразований.

Authors' contribution

Budzko A.A. carried out the formulation of the problem of determining the method and processor for calculating the conversion coefficients according to Walsh, which make it possible to increase the speed of the transformations performed.

Dvornikova T.N. proposed the method for calculating the conversion coefficients according to Walsh, which makes it possible to increase the speed of the transformations performed.

Сведения об авторах

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

Дворникова Т.Н., магистр технических наук, старший преподаватель кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Budzko A.A., PhD, Associate Professor at the Department of Information Technologies of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Dvornikova T.N., M.Sc, Senior Lecturer at the Department of Information Technologies of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220055, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. Каменногорская, 100, оф. 187;
тел. +375-44-755-57-64;
e-mail: tania.d@inbox.ru
Дворникова Татьяна Николаевна

Address for correspondence

220055, Republic of Belarus,
Minsk, Kammenogorskaya str., 100, of. 187;
tel. +375-44-755-57-64;
e-mail: tania.d@inbox.ru
Dvornikova Tatsiana Nickolaevna



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-7-40-48>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.396.96

МЕЖДУПЕРИОДНОЕ КОГЕРЕНТНОЕ НАКОПЛЕНИЕ ПРИНЯТОГО СИГНАЛА ПРИ ПЕРЕМЕННОМ ПЕРИОДЕ ПОВТОРЕНИЯ ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА

С.Р. ГЕЙСТЕР, П.Г. СЕМАШКО

ОАО «АЛЕВКУРП» (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 28 июня 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. Междупериодное когерентное накопление принятого сигнала обеспечивает рост отношения сигнал / помеха и просто реализуется при фиксированном периоде повторения зондирующих сигналов. На практике в импульсных радиолокационных станциях используют переменный период повторения для защиты от «слепых» скоростей. Разработаны алгоритмы междупериодного когерентного накопления при переменном периоде повторения и выявлены их особенности, которые целесообразно учитывать при практической реализации в радиолокационных станциях. Эти особенности определяют сложность алгоритма междупериодного когерентного накопления, интервал обзора по радиальной скорости (доплеровской частоте) и особенности спектра. Разработан алгоритм с одновременно реализуемыми междупериодным когерентным накоплением принятого сигнала и однократной череспериодной компенсацией мешающих отражений в спектральной области при переменном периоде повторения зондирующих сигналов. Представлены количественные показатели, полученные путем моделирования, и проведен сопоставительный анализ.

Ключевые слова: прореживание по времени, амплитудно-скоростная характеристика, быстрое преобразование Фурье.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Гейстер С.Р., Семашко П.Г. Междупериодное когерентное накопление принятого сигнала при переменном периоде повторения зондирующего сигнала. Доклады БГУИР. 2021; 19(7): 40-48.

INTERPERIOD COHERENT INTEGRATION OF THE RECEIVED SIGNAL WITH A VARIABLE REPETITION PERIOD OF THE PROBING SIGNAL

SERGEY R. HEISTER, PAVEL G. SEMASHKO

JSC "ALEVKURP" (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 28 June 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. Interperiod coherent integration of the received signal provides an increase in the signal-to-noise ratio and is simply implemented with a fixed repetition period of the probing signals. In practice, pulsed radars use a

variable repetition period to protect against blind speeds. The algorithms of the interperiod coherent integration with a variable repetition period have been developed and their features have been revealed, which are advisable to take into account in the practical implementation in the radars. These features determine the complexity of the interperiod coherent integration algorithm, the radial velocity (Doppler frequency) survey interval and the spectrum features. An algorithm is developed with simultaneous interperiod coherent integration of the received signal and a single-delay clutter cancelation in the spectral domain in the case of variable repetition period of the probing signals. The quantitative indicators obtained by modeling are presented and a comparative analysis is carried out.

Keywords: time decimation, MTI frequency response, fast Fourier transform.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Heister S.R., Semashko P.G. Interperiod coherent integration of the received signal with a variable repetition period of the probing signal. Doklady BGUIR. 2021; 19(7): 40-48.

Введение

Необходимость однозначного измерения дальности удовлетворяется использованием импульсного зондирующего сигнала (ЗС) с периодом повторения T_r , соответствующим требуемому интервалу однозначного измерения дальности r_{ir} , то есть $T_r \geq \frac{2r_{ir}}{c}$. Это требование, как правило, входит в противоречие с требованием отсутствия «слепых» скоростей в интервале от минимальной V_{min} до максимальной V_{max} скоростей объектов. «Слепые» скорости появляются при работе устройств когерентной компенсации (КК) мешающих отражений (МО) и следуют с интервалом $V_{sl} = \frac{\lambda}{2} F_r$, где $F_r = \frac{1}{T_r}$ – частота повторения ЗС.

Для устранения «слепых» скоростей [1–4] в диапазоне до значения V_{max} при импульсном ЗС используют переменный период повторения зондирующих импульсов (например, T_{r1} и T_{r2} , T_{r1} , T_{r2} и T_{r3} и т. д.). При использовании двух периодов повторения интервал $\Delta T_r = (T_{r2} - T_{r1})$ выбирается исходя из требования $\Delta T_r \leq \frac{\lambda}{2V_{max}}$. Если это условие выполняется, то устройство ККМО будет иметь такую амплитудно-скоростную характеристику [3], для которой первая «слепая» скорость будет равна $V_{sl1} = \frac{\lambda}{2\Delta T_r}$.

Окончание когерентной обработки на этапе когерентной компенсации МО было логично в 60–70-х годах прошлого века, так как на том этапе отсутствовали дешевые и малогабаритные аппаратно-программные средства, обеспечивающие междупериодное когерентное накопление (МПКН) в наборе элементов разрешения по дальности с образованием матрицы «дальность – скорость». Кроме того, МПКН при некогерентном передатчике с фазированием когерентного гетеродина считалось нелогичным. В конце 90-х годов прошлого века осмыслена логичность когерентного накопления при некогерентном передатчике, а в последующие десятилетия появились требуемые программно-аппаратные средства. Поэтому существует реальная возможность модернизации имеющихся радиолокационных станций (РЛС) старого парка с целью повышения их помехозащищенности.

В связи с этим целесообразна разработка и использование алгоритмов МПКН при переменном периоде повторения ЗС, а также поиск вариантов алгоритмов, требующих минимальное количество вычислительных процедур и оперативной памяти.

Важно отметить, что в процессе обзора по дальности устройство МПКН в импульсных РЛС может использоваться как совместно с устройством ККМО в интервалах радиальной дальности с МО, так и без него (устройство ККМО выключается) в остальных интервалах, где МО отсутствуют. В последнем случае это позволит избежать потерь в мощности отраженного сигнала в соответствии с амплитудно-скоростной характеристикой устройства ККМО.

Междупериодное когерентное накопление при постоянном периоде повторения ЗС

Алгоритм МПКН в одном элементе разрешения по дальности (для заданного времени запаздывания t_z) соответствует алгоритму прямого дискретного преобразования Фурье (ДПФ):

$$\xi(g) = \sum_{n=0}^{N_{FT}-1} U_{ps}(t_z + nT_r) \exp(-i2\pi f_g nT_r), \quad g = \overline{0, N_{FT}-1}, \quad (1)$$

где $U_{ps}(t_z + nT_r)$ – временной отсчет принятого сигнала в n -м периоде повторения ЗС для элемента дальности с задержкой t_z ; f_g – резонансная частота g -го цифрового фильтра, на выходе которого формируется комплексная амплитуда ξ_g накопленного сигнала; N_{FT} – количество периодов зондирования в интервале когерентного накопления $T_{KN} = N_{FT}T_r$.

В общем случае количество фильтров N_{FT} и интервал их расстановки могут быть произвольными. Если принять $f_g = \frac{F_r}{N_{FT}}g$, $g = \overline{0, N_{FT}-1}$, то выражение (1) преобразуется к простому виду $\xi(g) = \sum_{n=0}^{N_{FT}-1} U_{ps}(t_z + nT_r) \exp\left(-i2\pi \frac{ng}{N_{FT}}\right)$, $g = \overline{0, N_{FT}-1}$, а при количестве фильтров N_{FT} , равном числу 2^k (k – целое число), может быть использовано быстрое преобразование Фурье (БПФ).

Междупериодное когерентное накопление при двух чередующихся периодах повторения ЗС

В этом случае зондирующий сигнал представляет собой когерентную последовательность одиночных зондирующих радиоимпульсов, следующих с чередующимися периодами повторения T_{r1} и T_{r2} вида $u_N(t) = E_0 \sum_{n=0}^{N_{ZS}-1} U_0(t-t_n) \exp(i2\pi f_0 t)$, где E_0 , f_0 – амплитуда и несущая частота ЗС; $U_0(t)$ – комплексный закон модуляции одиночного ЗС; t_n – время задержки излучения n -го зондирующего импульса, которое определяется как $t_n = \sum_{j=0}^n T_{rj}$, где T_{rj} – интервал времени между j -м и $(j-1)$ -м зондирующими импульсами (период повторения j -го зондирующего импульса), однако при $j=0$ значение $T_{rj} = 0$.

Для определенности знаков компенсации фазы полагаем, что $T_{r2} > T_{r1}$.

Наиболее простой вариант (вариант 1) междупериодного когерентного накопления в g -м фильтре имеет вид

$$\xi(g) = \sum_{n=0}^{N_{FT}-1} U_{ps}(t_z + t_n) \exp(-i2\pi f_g t_n), \quad g = \overline{0, N_{FT}-1}. \quad (2)$$

Рациональным вариантом расстановки узкополосных фильтров когерентного накопления является интервал, близкий к ширине зубца междупериодного спектра сигнала:

$$\Delta F_{II} = 1/T_{KN}, \quad (3)$$

где $T_{KN} = \sum_{j=0}^{N_{FT}-1} T_{rj}$ – длительность интервала когерентного накопления.

С учетом этого выражение (2) преобразуется к виду

$$\xi(g) = \sum_{n=0}^{N_{FT}-1} U_{ps}(t_z + t_n) \exp(-i2\pi \Delta F_{II} g t_n), \quad g = \overline{0, N_{FT}-1}. \quad (4)$$

Интервал обзора по частоте в данном случае описывается выражением

$$F_{obz} = \Delta F_{II} N_{FT}. \quad (5)$$

С учетом (3) и значения $T_{KN} = \sum_{j=0}^{N_{FT}-1} T_{rj}$ выражение (5) преобразуется к виду

$$F_{obz} = \frac{N_{FT}}{T_{KN}} = \frac{1}{T_{KN} / N_{FT}} = \frac{1}{T_{r\,mid}}, \quad (6)$$

где $T_{r\,mid} = \frac{T_{KN}}{N_{FT}} \cong \frac{T_{r1} + T_{r2}}{2}$ – среднее значение периода повторения ЗС. Степень приближения

$T_{r\,mid} = \frac{T_{KN}}{N_{FT}}$ к величине $\frac{T_{r1} + T_{r2}}{2}$ в произвольном случае увеличивается по мере увеличения

N_{FT} и является абсолютно точным при значениях N_{FT} , кратных числу 2.

Основной сложностью в практическом использовании (4) является необходимость хранения с точностью, исключающей критическое накопление ошибки, значений задержек ЗС t_n , $n = 0, N_{FT} - 1$.

Существенное упрощение достигается при когерентном накоплении с использованием двух когерентных сумм четных и нечетных временных отсчетов сигналов, следующих через 2 периода повторения (вариант 2), с использованием фильтров когерентного накопления, для которых интервал расстановки фильтров, их количество и интервал обзора по частоте описываются выражениями (3), (5) и (6). Затем две полученные суммы когерентно складываются.

Четные и нечетные временные отсчеты в последовательности из N_{FT} отсчетов определяются следующим образом:

– четные отсчеты в последовательности $U_1(n) = U_{ps}(t_z + t_{2n})$, $n = 0, \overline{\frac{N_{FT}}{2} - 1}$;

– нечетные отсчеты в последовательности $U_2(n) = U_{ps}(t_z + t_{2n+1})$, $n = 0, \overline{\frac{N_{FT}}{2} - 1}$.

В варианте 2 алгоритмы когерентного накопления при условии, что N_{FT} является четным числом, имеют вид:

– для четных отсчетов сигнала в последовательности из N_{FT} отсчетов формируется

первая сумма $\xi_1(g) = \sum_{n=0}^{\overline{\frac{N_{FT}-1}{2}}} U_1(n) \exp(-i2\pi \Delta F_{II} g (T_{r1} + T_{r2}) n)$, $g = \overline{0, \frac{N_{FT}-1}{2}}$, которая с учетом (3)

преобразуется к виду

$$\xi_1(g) = \sum_{n=0}^{\overline{\frac{N_{FT}-1}{2}}} U_1(n) \exp\left(-i2\pi \frac{2n}{N_{FT}} g\right), g = \overline{0, \frac{N_{FT}-1}{2}}; \quad (7)$$

– для нечетных отсчетов сигнала в последовательности из N_{FT} отсчетов формируется вторая сумма

$$\xi_2(g) = \sum_{n=0}^{\overline{\frac{N_{FT}-1}{2}}} U_2(n) \exp(-i2\pi \Delta F_{II} g (T_{r1} + T_{r2}) n) = \sum_{n=0}^{\overline{\frac{N_{FT}-1}{2}}} U_2(n) \exp\left(-i2\pi \frac{2n}{N_{FT}} g\right), g = \overline{0, \frac{N_{FT}-1}{2}}. \quad (8)$$

Комплексные амплитуды $\xi_1(g)$ и $\xi_2(g)$ принадлежат одному и тому же g -му фильтру ДПФ (или БПФ), а их взаимный сдвиг по фазе $\Delta\phi_{1-2}(g)$ определяется временем задержки нечетной последовательности отсчетов относительно четной, который равен T_{r1} .

$$\text{С учетом этого } \Delta\varphi_{1-2}(g) = 2\pi f_g T_{r1} = 2\pi \Delta F_{II} g T_{r1} = 2\pi \frac{g T_{r1}}{N_{FT} T_{r\text{mid}}} = 2\pi \frac{g}{N_{FT}} \frac{2T_{r1}}{T_{r1} + T_{r2}}.$$

Итоговой процедурой варианта 2 когерентного накопления сигнала для каждого элемента дальности, характеризующегося задержкой t_z , является формирование суммы

$$\xi(g) = \xi_1(g) + \xi_2(g) \exp(-i\Delta\varphi_{1-2}(g)), \quad g = \overline{0, N_{FT} - 1}.$$

При этом обзор по частоте выполняется в интервале $[0, F_{obz}]$, причем F_{obz} описывается выражением (6). Заметим, что число формируемых сумм как (7), так и (8) равно N_{FT} . Однако использование БПФ в данном варианте проблематично или нерационально (дополнение нулями), так как число слагаемых $\frac{N_{FT}}{2}$ в суммах не соответствует числу N_{FT} фильтров.

Развитием варианта 2 является вариант 3, который является более простым благодаря уменьшению числа точек БПФ в 2 раза, но при этом сохраняет разрешающую способность и интервал однозначности по частоте. В варианте 3, в основе которого лежит ДПФ с прореживанием во времени при постоянном периоде дискретизации [6], алгоритм когерентного накопления включает следующие процедуры:

– для последовательности $U_1(n)$, состоящей из $\frac{N_{FT}}{2}$ четных отсчетов, выполняется

ДПФ (БПФ) с числом точек $\frac{N_{FT}}{2}$ вида

$$\xi_1(g) = \sum_{n=0}^{\frac{N_{FT}-1}{2}} U_1(n) \exp\left(-i2\pi \frac{n}{N_{FT}/2} g\right), \quad g = \overline{0, \frac{N_{FT}}{2} - 1}; \quad (9)$$

– для последовательности $U_2(n)$, состоящей из $\frac{N_{FT}}{2}$ нечетных отсчетов, выполняется

ДПФ (БПФ) с числом точек $\frac{N_{FT}}{2}$ вида

$$\xi_2(g) = \sum_{n=0}^{\frac{N_{FT}-1}{2}} U_2(n) \exp\left(-i2\pi \frac{n}{N_{FT}/2} g\right), \quad g = \overline{0, \frac{N_{FT}}{2} - 1}; \quad (10)$$

– выполняется дублирование спектров (9) и (10), полученных в интервале частот $[0, \frac{F_{obz}}{2}]$, в интервале $[0, F_{obz}]$:

$$\xi_{DD1}(g) = \begin{cases} \xi_1(g) \text{ для } g = \overline{0, \frac{N_{FT}}{2} - 1}, \\ \xi_1\left(g - \frac{N_{FT}}{2}\right) \text{ для } g = \overline{\frac{N_{FT}}{2}, N_{FT} - 1}; \end{cases} \quad \xi_{DD2}(g) = \begin{cases} \xi_2(g) \text{ для } g = \overline{0, \frac{N_{FT}}{2} - 1}, \\ -\xi_2\left(g - \frac{N_{FT}}{2}\right) \text{ для } g = \overline{\frac{N_{FT}}{2}, N_{FT} - 1}; \end{cases}$$

– выполняется итоговая процедура объединения путем формирования сумм:

$$\xi(g) = \xi_{DD1}(g) + \xi_{DD2}(g) \exp(-i\Delta\varphi_{1-2}(g)), \quad g = \overline{0, N_{FT} - 1}, \quad (11)$$

где фазовый сдвиг $\Delta\varphi_{1-2}(g)$ определяется частотой g -го фильтра и задержкой T_{r1} второй последовательности относительно первой:

$$\Delta\varphi_{1-2}(g) = \begin{cases} 2\pi \frac{g}{N_{FT}} \frac{2T_{r1}}{T_{r1} + T_{r2}} \text{ для } g = 0, \overline{\frac{N_{FT}}{2} - 1}, \\ 2\pi \frac{g - \frac{N_{FT}}{2}}{N_{FT}} \frac{2T_{r1}}{T_{r1} + T_{r2}} \text{ для } g = \overline{\frac{N_{FT}}{2}}, N_{FT} - 1. \end{cases}$$

Междупериодное когерентное накопление сигнала и реализация однократной череспериодной компенсации мешающих отражений при двух чередующихся периодах повторения ЗС

В РЛС, разработанных в 50-х годах прошлого столетия, сигналы междупериодных разностей, принадлежащих одному элементу разрешения по дальности и сформированных на выходе устройства КМО, следуют [1] с постоянным периодом повторения $T_{r\text{mid}} = \frac{T_{r1} + T_{r2}}{2}$.

Междупериодные разности описываются выражением

$$U_{\Delta}(t_z, n) = U_{ps}(t_z + t_n) - U_{ps}(t_z + t_{n-1}), \quad n = \overline{0, N_{FT} - 1}, \quad (12)$$

причем используемые в (12) значения $U_{ps}(t_z + t_{-1}) = 0$ и $U_{ps}(t_z + t_{N_{FT}}) = 0$.

Целесообразно и рационально в спектральной области одновременно выполнить две процедуры: когерентное накопление принятого сигнала и когерентную компенсацию МО.

Когерентное накопление $U_{\Delta}(t_z, n)$, $n = \overline{0, N_{FT} - 1}$ представляет собой формирование дискретного спектра путем ДПФ или БПФ. При разработке алгоритма целесообразно воспользоваться свойством сигнала [5], задержанного во времени. В соответствии с этим свойством прямое преобразование Фурье от разности сигнала и его копии, смещенной во времени на величину t_0 , представляется в следующем виде:

$$\int_{-\infty}^{\infty} (U_s(t) - U_s(t - t_0)) \exp(-i\omega t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} U_s(t) \exp(-i\omega t) dt - \exp(-i\omega t_0) \int_{-\infty}^{\infty} U_s(x) \exp(-i\omega x) dx = G_s(\omega) - \exp(-i\omega t_0) G_s(\omega).$$

С учетом этого прямое ДПФ от разности (12) имеет вид

$$\xi_{\Delta}(g) = \xi(g) - \xi(g) \exp\left(-i2\pi \frac{g}{N_{FT}} \frac{2T_{r1}}{T_{r1} + T_{r2}}\right), \quad g = \overline{0, N_{FT} - 1}, \quad (13)$$

где комплексные амплитуды $\xi(g)$, $g = \overline{0, N_{FT} - 1}$ наиболее рационально с точки зрения простоты вычислений описать выражением (11).

В итоге выражения (11) и (13) описывают алгоритм одновременной реализации в спектральной области междупериодного когерентного накопления принятого сигнала и однократной череспериодной компенсации мешающих отражений при переменном периоде повторения ЗС. Этот алгоритм использует прореживание по времени в процессе формирования четной и нечетной последовательностей принятых сигналов с удвоенным средним периодом, что обеспечивает существенное сокращение вычислительных процедур.

Сопоставление описанных алгоритмов выполнено на основе моделирования.

Анализ результатов моделирования

Общие исходные данные для моделирования:

– периоды повторения зондирующих сигналов $T_{r1} = 265$ мкс (величина

$$\frac{1}{T_{r1}} = 3773,585 \text{ Гц} \text{ и } T_{r2} = 280 \text{ мкс (величина } \frac{1}{T_{r2}} = 3571,429 \text{ Гц);}$$

– количество периодов повторения, укладывающихся в интервале МПКН, принято равным $N_{FT} = 256$. Соответственно, интервал МПКН $T_{KN} = 128(T_{r1} + T_{r2}) = 69,76 \text{ мс}$;

– принятый сигнал является совокупностью отсчетов сигнала $U(t) = \exp(-i2\pi f_{ds}t)$ в моменты времени $t_n = \sum_{j=0}^n T_{rj}$, $n = 0, N_{FT} - 1$. Переменная f_{ds} является доплеровской частотой.

Моделирование обработки по описанным выше вариантам алгоритмов показало, что результаты, получаемые с использованием вариантов 1 и 2, являются абсолютно одинаковыми, а вариант 3 дает схожие результаты. Поэтому далее рассмотрим лишь наиболее важные особенности, порождаемые переменным периодом повторения.

На рис. 1, *a, b* представлены амплитудно-частотные спектры (АЧС) нефлуктуирующего сигнала с амплитудой $A_0 = 1 \text{ о.е.}$ при $f_{ds} = 0$ и $f_{ds} = 500 \text{ Гц}$, где о.е. – относительная единица.

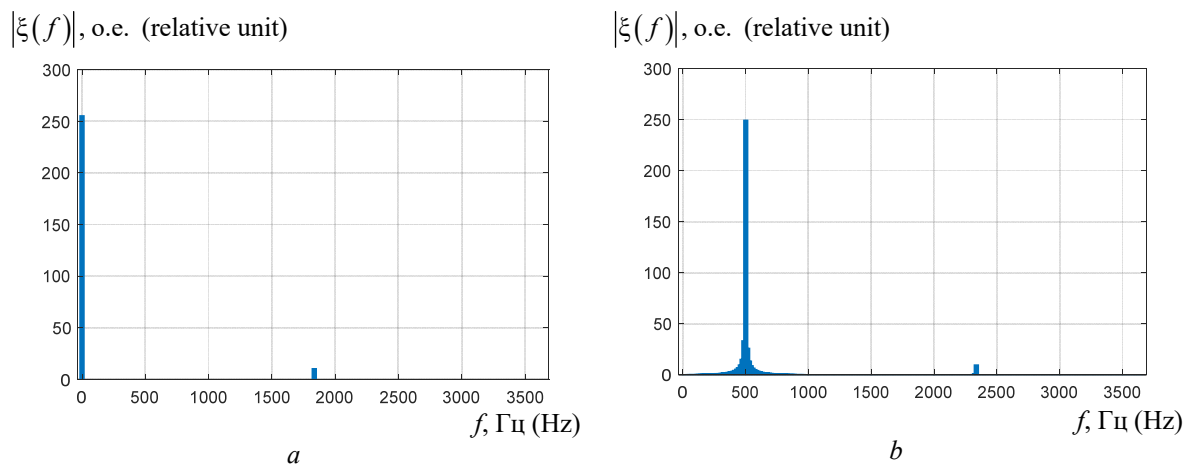


Рис. 1. АЧС принятого сигнала при $f_{ds} = 0$ (*a*) и $f_{ds} = 500 \text{ Гц}$ (*b*)

Fig. 1. Spectrum of the received signal with $f_{ds} = 0$ (*a*) and $f_{ds} = 500 \text{ Hz}$ (*b*)

Однозначный спектральный анализ комплексного сигнала выполняется в частотном диапазоне $F_{obz} = \frac{1}{T_{r\text{mid}}} = \frac{2}{T_{r1} + T_{r2}}$. Для рассматриваемых условий моделирования $F_{obz} = 3669,72477 \text{ Гц}$. Первая «слепая» скорость при переменном периоде повторения находится в области доплеровской частоты $f_{ds\text{Sl1}} \cong \frac{1}{\Delta T_r}$ и для рассматриваемых алгоритмов точно равна $f_{ds\text{Sl1}} = 18,5 F_{obz}$ (см. рис. 3). В спектре сигнала имеются две спектральные составляющие – основная ξ_{osn} и дополнительная ξ_{dop} . Соотношение уровней основной и дополнительной составляющих зависит от соотношения величин F_{obz} и f_{ds} .

На рис. 2 представлены АЧС сигналов до когерентной компенсации МО (результат работы алгоритма (11)) и после ККМО (результат работы алгоритма (13)) для случая, когда принятый сигнал содержит мешающие отражения с амплитудой $A_{01} = 10 \text{ о.е.}$ (без флуктуаций с $f_{ds} = 0$) и полезный отраженный сигнал с амплитудой + и частотой $f_{ds} = 500 \text{ Гц}$.

Видно, что когерентная компенсация МО и когерентное накопление успешно реализуется на основе алгоритмов (11) и (13). Эффективность когерентной компенсации МО для случая отсутствия флуктуаций является идеальной – мешающие отражения компенсируются полностью.

На рис. 3 представлена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) $|K_I(f) \times K_{II}(f)|$

последовательно включенных устройств ККМО с АЧХ $|K_I(f)|$ и МПКН с АЧХ $|K_{II}(f)|$, реализованных на основе алгоритмов (11) и (13). АЧХ получена с использованием суммы $\sqrt{|\xi_{осн}|^2 + |\xi_{доп}|^2}$ основной и дополнительной составляющих. Этой АЧХ соответствует амплитудно-скоростная характеристика.

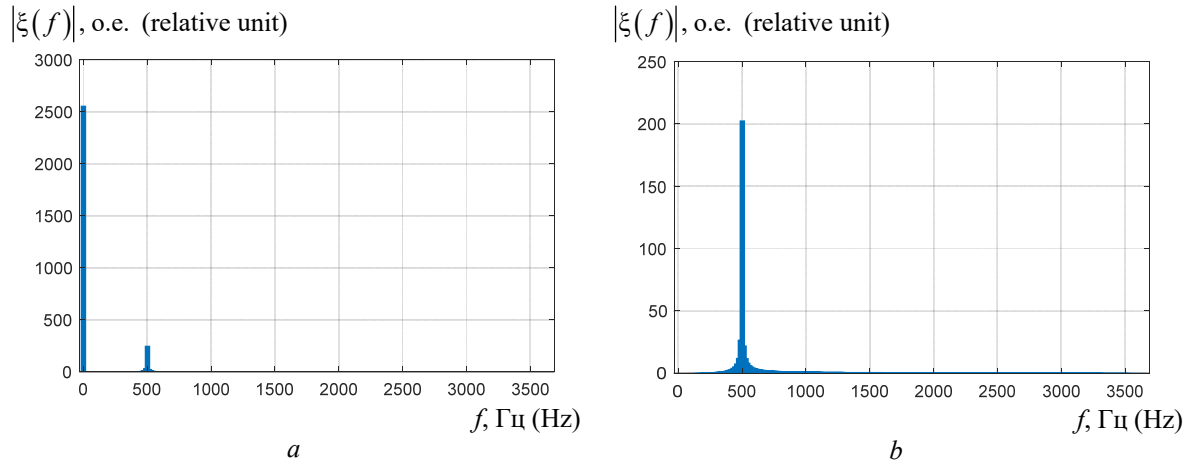


Рис. 2. АЧС суммы мешающих отражений с $f_{ds} = 0$ и отраженного сигнала с $f_{ds} = 500$ Гц до ККМО (а) и после ККМО (б)

Fig. 2. Spectrum of the sum of clutter with $f_{ds} = 0$ and received signal with $f_{ds} = 500$ Hz before clutter coherent compensation (a) and after its coherent compensation (b)

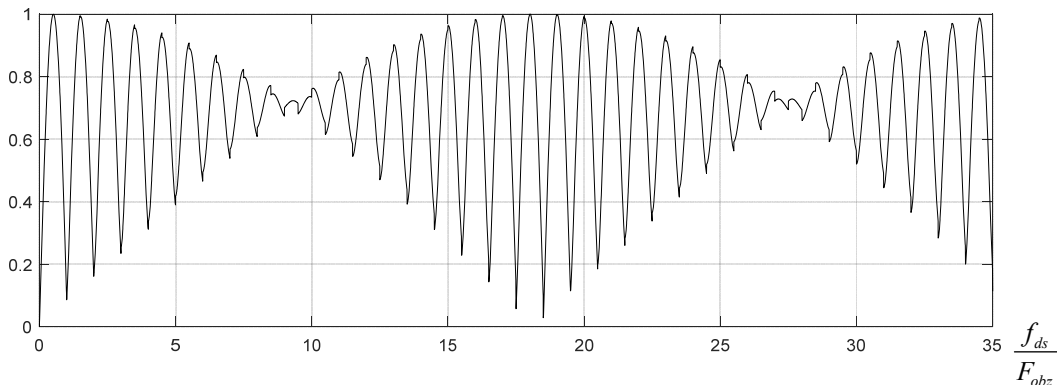


Рис. 3. АЧХ последовательно включенных устройств ККМО и МПКН, реализованных на основе алгоритмов (11) и (13)

Fig. 3. Frequency response of series-connected clutter canceler and interperiod coherent integrator, implemented according to algorithms (11) и (13)

Заключение

Разработанные алгоритмы МПКН обеспечивают полноценное когерентное накопление принятого сигнала в интервале обзора по доплеровской частоте, равном среднему значению частоты повторения.

Алгоритм МПКН в варианте 3 обеспечивает переход к сокращению вычислительных процедур благодаря переходу от последовательности с переменным периодом повторения к двум последовательностям с постоянным периодом повторения со взаимным смещением во времени на величину, равную первому периоду повторения. Такой переход обеспечивает максимально полное использование преимуществ алгоритмов с прореживанием по времени.

Выражения (11) и (13) описывают алгоритм одновременной реализации в спектральной области междупериодного когерентного накопления принятого сигнала и однократной череспериодной компенсации мешающих отражений при переменном периоде повторения ЗС. Этот алгоритм также использует прореживание по времени, что обеспечивает существенное

сокращение вычислительных процедур. Алгоритм ККМО (13) в сочетании с (11) обеспечивает устранение эффекта «кромки» при компенсации МО, возникающего в традиционном устройстве череспериодного вычитания из-за невозможности обеспечить попарное вычитание для первого и последнего импульсов в пачке принятого сигнала с мешающими отражениями.

В итоге разработанные алгоритмы междупериодного когерентного накопления сигнала и междупериодной когерентной компенсации мешающих отражений при переменном периоде повторения позволяют реализовать полноценную междупериодную обработку принятого сигнала в импульсной РЛС с переменным периодом повторения.

Список литературы

1. Бакулев П.А. *Радиолокационные методы селекции движущихся целей*. Москва: Оборонгиз; 1958.
2. *Справочник по радиолокации*. Под ред. Скольника М. Нью-Йорк; 1970. Пер. с англ. (в 4-х томах). Под общ. ред. Трофимова К.Н. Том 3. *Радиолокационные устройства и системы*. Под ред. Виницкого А.С. Москва: Сов. радио; 1978.
3. Охрименко А.Е. *Основы радиолокации и радиоэлектронной борьбы. Часть 1. Основы радиолокации*. Москва: Воениздат; 1983.
4. Бакулев П.А., Степин В.М. *Методы и устройства селекции движущихся целей*. Москва: Радио и связь; 1986.
5. Баскаков С.И. *Радиотехнические цепи и сигналы*. Издание 3-е. М.: Высшая школа; 2000.
6. Оппенгейм А., Шафер Р. *Цифровая обработка сигналов*. М.: Техносфера; 2006.

References

1. Bakulev P.A. [*Radar methods of moving target detection*]. Moscow: Oborongiz; 1958. (In Russ.)
2. [*Radar handbook*]. Editor Skolnik M.I. New-York; 1970. Transl. from Eng. (in 4 vol.). Editor Trophimov K.N. Vol 3. [*Radar devices and systems*]. Editor Vinitiski A.S. Moscow: Sov. radio; 1978. (In Russ.)
3. Okhrimenko A.E. [*Basics of radar and electronic warfare*]. Vol 1. [*Basics of radar*]. Moscow: Voenizdat; 1983. (In Russ.)
4. Bakulev P.A., Stepin V.M. [*Methods and devices for moving-target indication*]. Moscow: Radio i svyaz'; 1986. (In Russ.)
5. Baskakov S.I. [*Radio circuits and signals*]. 3-rd edition. Moscow: Vysshaya shkola; 2000. (In Russ.)
6. Oppenheim A., Schafer R. [*Digital signal processing*]. Moscow: Tehnosfera; 2006. (In Russ.)

Вклад авторов / Authors' contribution

Все авторы в равной степени внесли вклад в написание статьи.

All authors equally contributed to the writing of the article.

Сведения об авторах

Гейстер С.Р., д.т.н., профессор, ведущий научный сотрудник ОАО «АЛЕВКУРП».

Семашко П.Г., к.т.н., доцент, ведущий научный сотрудник ОАО «АЛЕВКУРП».

Information about the authors

Heister S.R., D.Sc., Professor, Leading Researcher at JSC "ALEVKURP".

Semashko P.G., PhD., Associate Professor, Leading Researcher at JSC "ALEVKURP".

Адрес для корреспонденции

223050, Беларусь, Минская обл., Минский р-н, Боровлянский с/с, д. Королев Стан, ул. Московская, 1 А, эт. 4, ком. 17, ОАО «АЛЕВКУРП»;
e-mail: s-pa@mail.ru
Семашко Павел Геннадьевич

Address for correspondence

223050, Belarus, Minsk region., Minsk district, Borovlyansky s/s, Korolev Stan village, Moscow Str., 1 A, floor 4, room 17, JSC "ALEVKURP";
e-mail: s-pa@mail.ru
Semashko Pavel Gennad'evich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-7-49-57>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.357.7

ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКОЕ ОСАЖДЕНИЕ ПОКРЫТИЙ СПЛАВОМ ОЛОВО-МЕДЬ

Д.Ю. ГУЛЬПА, И.И. КУЗЬМАР, Л.К. КУШНЕР, Н.В. ДЕЖКУНОВ, А.А. ХМЫЛЬ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 4 июля 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. При сборке изделий электронной промышленности широко используются паяемые покрытия сплавами на основе олова. Переориентация производства на бессвинцовые технологии ставит задачу разработки новых технологических процессов формирования покрытий для электрических контактов, обладающих стабильностью электрических свойств, высокой способностью к пайке, сохраняющейся длительное время. Экспериментально исследованы особенности процесса электроосаждения покрытий сплавом олово-медь и установлены закономерности влияния состава электролита, плотности тока, интенсивности ультразвука на катодный выход сплава по току, скорость осаждения, элементный состав, структуру и функциональные свойства осадков. Для сонохимического воздействия использовалась разработанная в НИЛ 5.2 НИЧ БГУИР экспериментальная установка, позволяющая варьировать интенсивность ультразвуковых колебаний в пределах 0,058–1,7 Вт/см². Установлено, что использование ультразвука изменяет механизм формирования электрохимического сплава, уменьшает катодную поляризацию, повышает значение предельного тока, позволяет управлять составом и структурой осадков. При увеличении интенсивности от 0,12 до 0,95 Вт/см² количество меди в покрытии увеличивается в 4,5 раза. Коэффициента растекания припоя равен 92,59–98,44 %.

Ключевые слова: электрохимические покрытия, сплав олово-медь, ультразвуковые колебания.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Гульпа Д.Ю., Кузьмар И.И., Кушнер Л.К., Дежкунов Н.В., Хмыль А.А. Электрохимическое осаждение покрытий сплавом олово-медь. Доклады БГУИР. 2021; 19(7): 49-57.

ELECTROCHEMICAL DEPOSITION OF TIN-COPPER ALLOY COATINGS

DMITRY Y. GULPA, INA I. KUZMAR, LARISA K. KUSHNER, NICOLAY V. DEZHKUNOV,
ALEXANDER A. KHYML

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 4 July 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. Solderable tin-base alloy coatings are widely used when assembling electronic products. The reorientation of production to lead-free technologies sets the task of developing new technological processes for the formation of coatings for electrical contacts with stable electrical properties, high soldering ability, which lasts for a long time. The features of the process of electrodeposition of coatings with a tin-copper alloy were experimentally investigated and the regularities of the influence of the electrolyte composition, current density, and ultrasound intensity on the cathode current efficiency of the alloy, the deposition rate, elemental composition, structure and functional properties of the precipitation were established. For sonochemical treatment an experimental setup developed at Research Laboratory 5.2 of BSUIR, which makes it possible to vary the intensity of ultrasonic vibrations in the range of 0.058–1.7 W/cm², was used. It has been established that the use of ultrasound changes the formation mechanism of the electrochemical alloy, reduces cathodic polarization, increases the value of the limiting current and makes it possible to control the composition and structure of the precipitates. With an increase in the intensity from 0.12 to 0.95 W/cm² the amount of copper in the coating increases by 4.5 times. The spreading coefficient of the solder is 92.59–98.44 %.

Keywords: electrochemical coatings, tin-copper alloy, ultrasonic vibrations.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Gulpa D.Y., Kuzmar I.I., Kushner L.K., Dezhkunov N.V., Khmyl A.A. Electrochemical deposition of tin-copper alloy coatings. Doklady BGUIR. 2021; 19(7): 49-57.

Введение

Паяемые электрохимические покрытия на основе олова применяют при сборке изделий электронной техники [1]. Их качество во многом определяет надежность работы электронных приборов. Преимуществами гальванического метода нанесения паяемых материалов являются легкость управления толщиной осаждаемого покрытия, отсутствие локального нагрева, доступность и низкая стоимость оборудования для реализации, возможность управления составом и функциональными свойствами осадков. Однако оловянные покрытия имеют ряд недостатков. Так, в течение времени на их поверхности начинается самопроизвольный рост нитевидных кристаллов «усов» («whisker»), которые могут стать причиной короткого замыкания либо механической деформации изделий. Кроме того, в условиях хранения луженых деталей резко ухудшается способность поверхности к пайке, что недопустимо при изготовлении радиоэлектронных приборов. Переход к использованию сплавов на основе олова позволяет решить многие проблемы. Авторами экспериментально исследованы особенности процесса электроосаждения покрытий сплавом олово-медь и установлены закономерности влияния состава электролита, плотности тока, интенсивности ультразвука на катодный выход сплава по току, скорость осаждения, элементный состав, структуру и функциональные свойства осадков.

Методика проведения эксперимента

Для электроосаждения покрытий сплавом олово-медь использованы сульфатно-тиомочевинные электролиты следующего состава: 1,998 М H₂SO₄, 0,2 М SnSO₄, 0,1997 М CS(NH₂)₂, 0,04 М CuSO₄•5H₂O, 0,0259 М неионогенный ПАВ неонал АФ9-10. Кроме этого, в электролит № 1 присутствовал антиоксидант 2 г/л ЦКН-32[2], а в электролите № 2 – 0,0045 моль/л гидрохинон [3], который повышает стабильность раствора, предотвращая окисления олова (II). Температура электролита составляла 18–20 °С.

Покрытия получены как без перемешивания, так и с перемешиванием электролита магнитной мешалкой. Для ультразвукового стимулирования использована разработанная в НИЛ 5.2 НИЧ БГУИР экспериментальная установка, включающая генератор УЗГ53-22 с пьезокерамическим излучателем, работающим на частоте 36,7–38 кГц с акустической мощностью 15 Вт и возможностью варьирования интенсивности ультразвуковых колебаний (УЗК) в пределах $I_{УЗК} = 0,058–1,7$ Вт/см² (рис. 1).

Кинетические закономерности электроосаждения покрытий сплавом олово-медь изучены методом вольтамперометрии с использованием импульсного потенциостата-

гальваностата «ElinsP-45X» при линейной скорости развертки потенциала 5 мВ/с. Потенциал рабочего электрода измерен относительно хлорсеребряного электрода сравнения и пересчитан относительно стандартной водородной шкалы. По поляризационным кривым, снятым в потенциодинамическом режиме, найден предельный ток. Значения тока обмена j_0 и коэффициента переноса α рассчитаны с использованием графического представления уравнений Тафеля [4]. Рассчитаны катодный выход по току (ВТ_k) и скорость осаждения (ν) [5, 6].

Элементный состав покрытий исследован рентгенофлуоресцентным методом на спектрометре «ElvaX»; микрорельеф покрытий – с помощью растрового электронного микроскопа S-4800. Фазовый состав покрытий установлен на рентгеновском дифрактометре ДРОН-3.0. Изучены функциональные свойства покрытий: четырехзондовым методом измерено контактное электросопротивление, а для оценки смачиваемости покрытий рассчитан коэффициент растекания припоя [1].

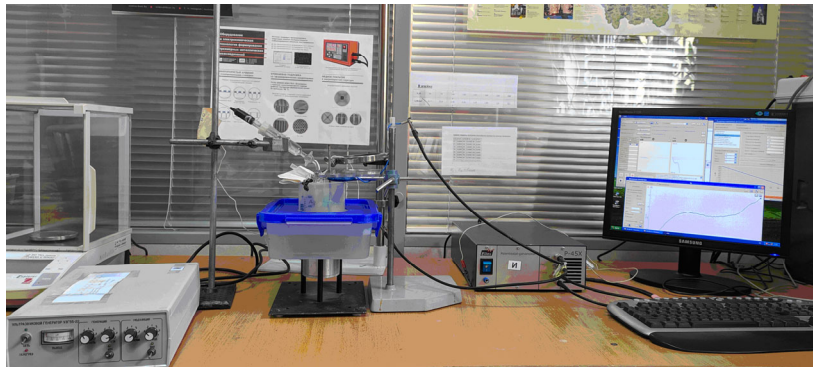


Рис. 1. Оборудование для проведения кинетических исследований, включающее потенциостат-гальваностат «ElinsP-45X» и экспериментальную ультразвуковую установку
Fig. 1. Equipment for kinetic studies, including “ElinsP-45X” potentiostat-galvanostat and experimental ultrasonic device

Результаты и их обсуждение

Из сульфатно-тиомочевинный электролита получены электрохимические покрытия сплавом олово-медь. На рис. 2 представлены зависимости выхода по току и скорости осаждения сплава Sn-Cu от плотности тока. Плотность тока, перемешивание и ультразвуковое воздействие на электролит влияют на скорость осаждения покрытий и выход по току сплава (расчетный параметр, определяющий эффективность процесса электроосаждения) (рис. 2, 3). Суммарный катодный выход металлов по току увеличивается с 86,90 % при $i = 0,5 \cdot 10^{-2} \text{ A/cm}^2$, достигая своего максимума 92,00 % при $i = 1,5 \cdot 10^{-2} \text{ A/cm}^2$, а затем снижается и достигает 70,08 % при $i = 2,5 \cdot 10^{-2} \text{ A/cm}^2$.

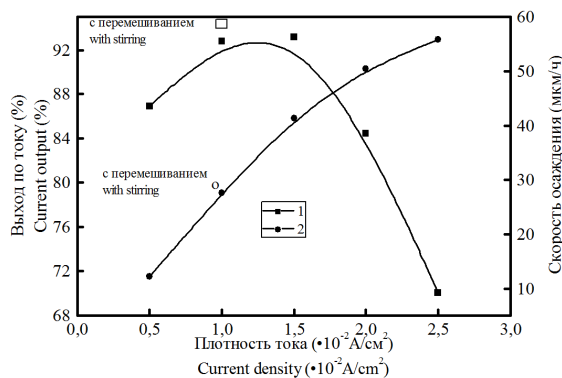


Рис. 2. Влияние плотности тока на выход по току (1) и скорость осаждения (2) сплава Sn-Cu
Fig. 2. The effect of current density to the current output (1) and the rate of precipitation (2) of the Sn-Cu alloy

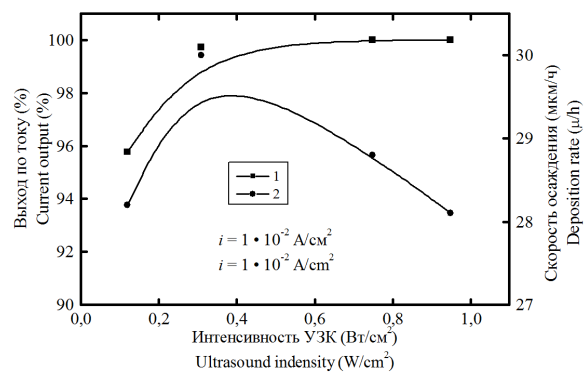


Рис. 3. Влияние ультразвука на выход по току (1) и скорость осаждения (2) сплава Sn-Cu
Fig. 3. Influence of ultrasound on the current efficiency (1) and deposition rate (2) of the Sn-Cu alloy

При перемешивании электролита значения VT_k и ν увеличиваются. Влияние ультразвуковых колебаний на параметры электроосаждения показано на рис. 3. При воздействии ультразвука с интенсивностью $0,75\text{--}0,95\text{ Вт/см}^2$ и плотности тока $1,0\cdot 10^{-2}\text{ А/см}^2$ значение VT_k наибольшее и достигает значений, близких (рис. 2) или равных 100 % (кривая 1, рис. 3). Максимальное значение скорости осаждения сплава Sn-Cu при $i = 1\cdot 10^{-2}\text{ А/см}^2$ получено при воздействии на процесс УЗК интенсивностью $0,31\text{ Вт/см}^2$ и составило 30 мкм/ч (кривая 2, рис. 3).

Поляризационные кривые получены из электролитов с разным составом и представлены на рис. 4, а. Стационарный потенциал поверхности образца независимо от условий электролиза составлял $0,400\pm 0,005\text{ В}$. Для предложенного электролита значение предельного тока $3,2\cdot 10^{-2}\text{ А/см}^2$ (кривая 2, рис. 4, а). Электроосаждение подчиняется законам смешанной кинетики. В составе электролитов присутствуют поверхностно-активные вещества, которые образуют пассивирующую пленку на поверхности катода. Для ВАХ характерно образование «плато», когда происходит рост потенциала электрода при значениях тока, близких к предельному. Олово и медь выделяются в сплав в области рабочих плотностей тока с деполяризацией по сравнению с их отдельным осаждением. Перемешивание электролита и ультразвук влияют на потенциал выделения металла, происходит деполяризация [7, 8]. Значение предельного тока увеличивается до $11,8\cdot 10^{-2}\text{ А/см}^2$ при перемешивании (рис. 4, b) и до $4,5\text{--}6,3\cdot 10^{-2}\text{ А/см}^2$ при повышении интенсивности УЗК от $0,12$ до $0,95\text{ Вт/см}^2$.

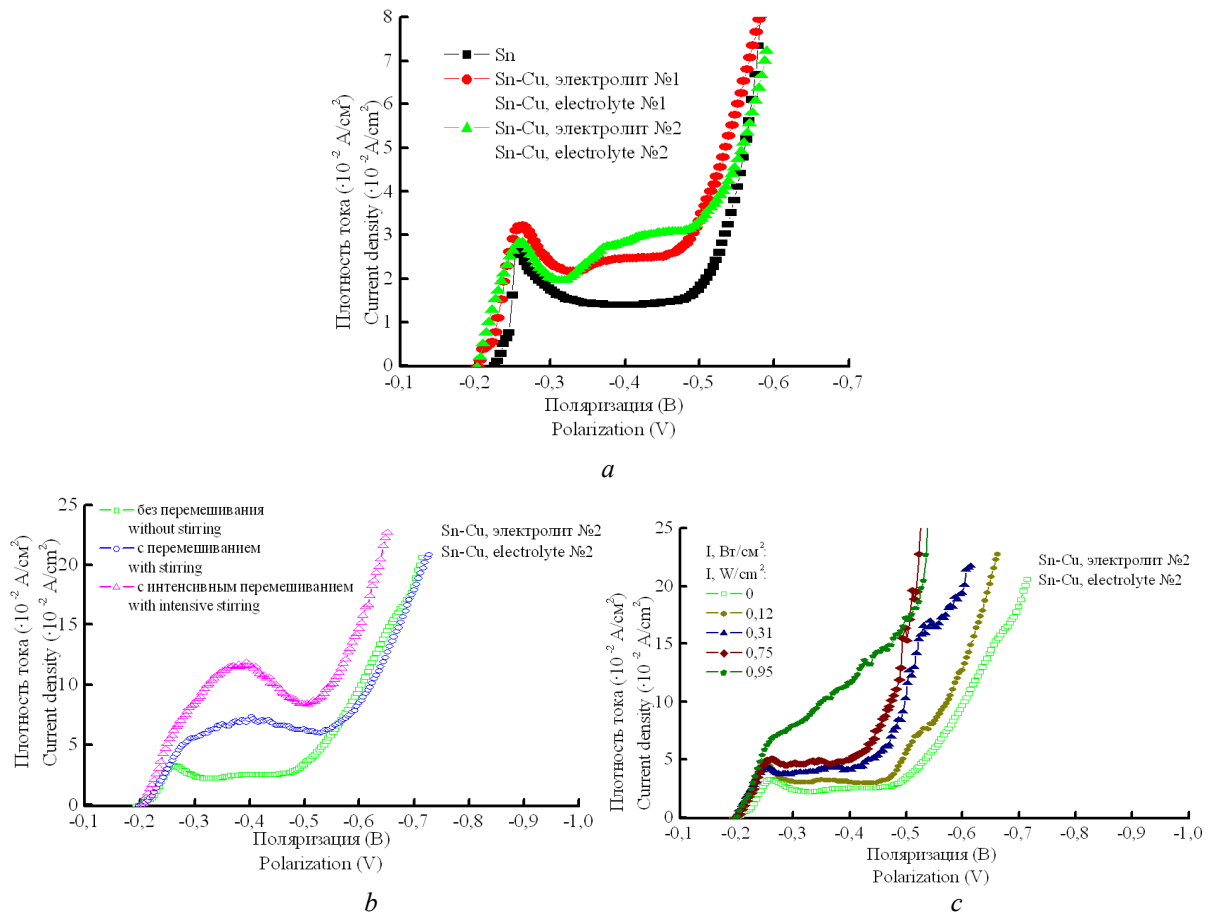


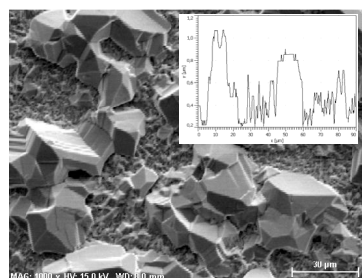
Рис. 4. Поляризационные кривые, полученные при различных условиях осаждения
Fig. 4. Polarization curves obtained under various conditions of precipitation

В табл. 1 приведены кинетические характеристики процесса электроосаждения. При перемешивании электролита сопротивление электрода снижается. Значение тока обмена увеличивается как для оловянных покрытий, так и для сплава. Однако для процесса сплавообразования интенсивность ультразвука $0,31\text{--}0,75\text{ Вт/см}^2$ увеличивает в 4 раза этот параметр и повышает симметричность катодных и анодных процессов. Для чистого олова такого сильного влияния не отмечено.

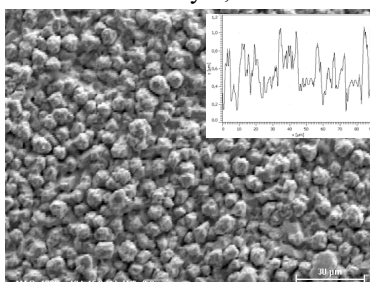
Таблица 1. Кинетические характеристики процесса электроосаждения
Table 1. Kinetic characteristics of the electrodeposition process

Условия электроосаждения Electrodeposition conditions	Постоянные Тафеля Tafel constant				Ток обмена, $j_0, \cdot 10^{-4} \text{ A/cm}^2$ Exchange current density, $j_0, \cdot 10^{-4} \text{ A/cm}^2$		Коэффициент переноса, α Charge transfer coefficient, α		
	a		b		Sn	Sn-Cu	Sn	Sn-Cu	
	Sn	Sn-Cu	Sn	Sn-Cu					
без перемешивания without stirring	0,200	0,133	0,097	0,048	85,48	16,44	0,300	0,63	
с перемешиванием with stirring	0,170	0,124	0,084	0,046	95,07	19,98	0,348	0,63	
с интенсивным перемешиванием with intensive stirring	0,190	0,128	0,096	0,059	103,49	67,55	0,304	0,49	
Интенсивность УЗК, Вт/см ² Ultrasonic inspection, W/cm ²	0,12	0,130	0,114	0,063	0,053	77,76	73,26	0,462	0,55
	0,31	0,130	0,115	0,063	0,053	85,55	70,77	0,462	0,55
	0,58	0,130	0,118	0,063	0,055	85,55	68,78	0,462	0,53
	0,75	0,130	0,117	0,063	0,054	85,55	70,23	0,463	0,54
	0,95	0,150	0,114	0,064	0,054	47,72	78,91	0,455	0,54

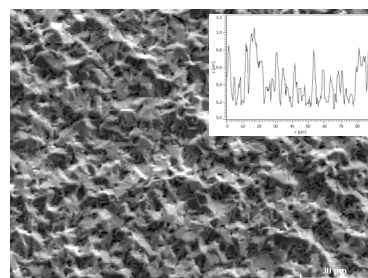
Качественные осадки получены в диапазоне i от 0,5 до $2,5 \cdot 10^{-2} \text{ A/cm}^2$ (рис. 5, 6). Низкое значение $ВТ_k$ при $i = 0,5 \cdot 10^{-2} \text{ A/cm}^2$ можно объяснить тем, что в этих условиях наблюдается низкое значение поляризации катода, плотность адсорбционных пленок на нем невысока и создаются благоприятные условия для адсорбции атомов водорода. При увеличении плотности тока условия для разряда ионов Sn и Cu улучшаются, и суммарное значение катодного выхода по току увеличивается, достигая максимума.



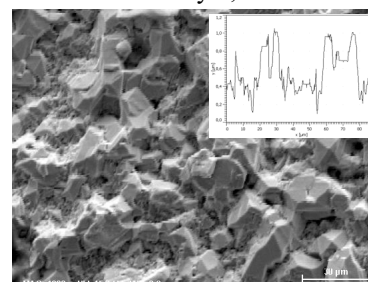
a – плотность тока $0,5 \cdot 10^{-2} \text{ A/cm}^2$
a – current density $0,5 \cdot 10^{-2} \text{ A/cm}^2$



c – плотность тока $2,0 \cdot 10^{-2} \text{ A/cm}^2$
c – current density $2,0 \cdot 10^{-2} \text{ A/cm}^2$



b – плотность тока $1,0 \cdot 10^{-2} \text{ A/cm}^2$
b – current density $1,0 \cdot 10^{-2} \text{ A/cm}^2$



d – плотность тока $1,0 \cdot 10^{-2} \text{ A/cm}^2$
d – current density $1,0 \cdot 10^{-2} \text{ A/cm}^2$

Рис. 5. SEM изображение электрохимических покрытий Sn-Cu из электролита № 1 без перемешивания (*a-c*) и с перемешиванием (*d*)

Fig. 5. SEM images of electrochemical Sn-Cu coatings obtained from electrolyte № 1 without stirring (*a-c*) and with stirring (*d*)

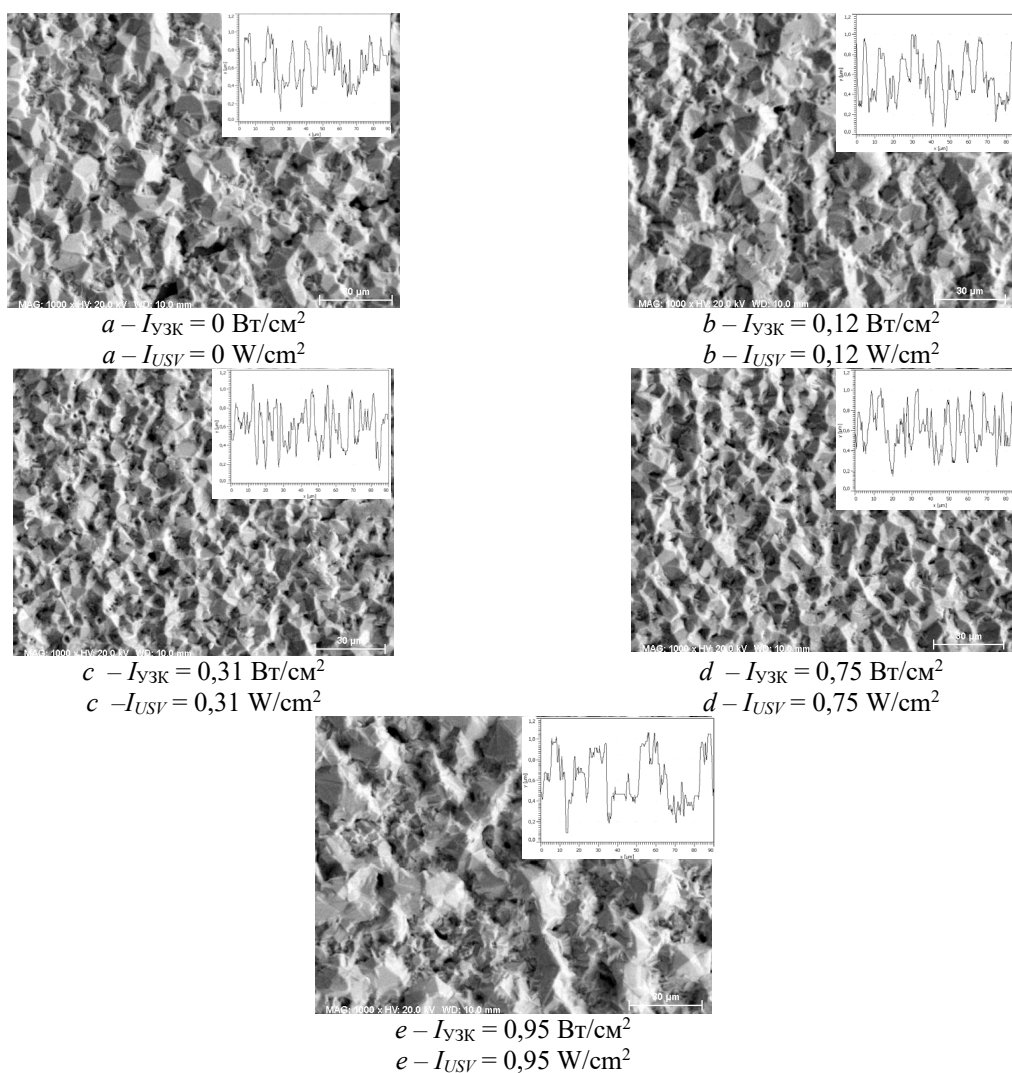


Рис. 6. SEM изображение поверхности электрохимических покрытий сплавом Sn-Cu, полученных из электролита № 2 ($i = 1 \cdot 10^{-2} \text{ A/cm}^2$)

Fig. 6. SEM images of electrochemical Sn-Cu coatings obtained from electrolyte № 2 ($i = 1 \cdot 10^{-2} \text{ A/cm}^2$)

При низкой плотности тока только отдельные кристаллиты беспрепятственно растут в направлении, тангенциальном плоскости подложки. При повышении плотности тока увеличивается число центров кристаллизации, происходит их быстрый и относительно равномерный рост как в тангенциальном, так и в нормальном направлении к поверхности подложки. При высоких плотностях тока, наоборот, получает значительное развитие непрерывно растущая поверхность электролиза, что приводит к появлению большого числа центров кристаллизации (рис. 5). Одновременно увеличивается поляризация катодного процесса, и ее значение достигает уровня выделения водорода. В этих условиях нарушается процесс равновесного образования структуры, увеличивается кристаллическая шероховатость поверхности, появляется темный рыхлый пористый осадок.

Результаты элементного анализа осадков, полученных при различных условиях электроосаждения, приведены в табл. 2. Доля олова в сплаве нелинейно возрастает с увеличением плотности тока до $2,5 \cdot 10^{-2} \text{ A/cm}^2$ и достигает при этом максимального содержания 98,47%. Введение в раствор тиомочевины подавляет процесс восстановления олова. При плотности тока $0,5 \cdot 10^{-2} \text{ A/cm}^2$ обеспечивается минимальное содержание олова в сплаве (88,21 мас. %). Перемешивание электролита незначительно увеличивает количество олова в сплаве с 95,33 до 96,42 мас. % при $I = 1 \cdot 10^{-2} \text{ A/cm}^2$. При сонохимическом осаждении происходит снижение содержания олова в сплаве: при плотности тока $1 \cdot 10^{-2} \text{ A/cm}^2$ – с 95,77 до 81,74 мас. % при интенсивности УЗК от $0,12 \text{ Вт/см}^2$ и $0,95 \text{ Вт/см}^2$ соответственно.

Соноэлектрохимическое осаждение, как и механическое перемешивание электролита, позволяет повысить скорость обновления электролита у катода, снять диффузионные ограничения на процесс электролиза (табл. 2). Наблюдаем уменьшение поляризации катода и увеличение предельной плотности тока. В результате этого возможно осаждение сплава при больших плотностях тока (рис. 6). При этом количество меди в покрытии увеличилось с 4,67 до 7,49 мас. % при интенсивности ультразвука $0,75 \text{ Вт/см}^2$, скорость нанесения покрытия – с 27,5 до 28,8 мкм/ч, катодный выход по току сплава увеличился на 7 %.

Таблица 2. Влияние условий электроосаждения на элементный состав покрытия Sn-Cu
Table 2. Influence of electrodeposition conditions on the elemental composition of the Sn-Cu coating

Условия электроосаждения Electrodeposition conditions	Плотность тока, $\cdot 10^{-2} \text{ А/см}^2$ Current density, 10^{-2} A/cm^2	Состав, мас. % Composition, wt. %		
		Sn	Cu	
без перемешивания without stirring	0,5	88,21	11,79	
	1,0	95,33	4,67	
	1,5	97,13	2,87	
	2,0	98,22	1,78	
	2,5	98,47	1,53	
с перемешиванием магнитной мешалкой with stirring with magnetic stirrer	1,0	96,42	1,58	
Интенсивность УЗК, Вт/см^2 Ultrasonic inspection, W/cm^2	0,12	1,0	95,77	4,21
	0,31		95,22	4,78
	0,75		92,51	7,49
	0,95		81,74	19,26

Фазовый состав полученных электрохимических покрытий сплавом Sn-Cu представлен на рис. 7. Характерно образование нескольких фаз: α -(Cu, Sn) – твердый раствор, Sn – почти чистое олово (растворимость Cu и Ag в Sn меньше 0,01 %), химические соединения $\text{Cu}_{6,26}\text{Sn}_5$ [9]. Наличие избыточного количества олова в решетке сплава ухудшает его блеск, микротвердость, износостойкость, но при этом увеличиваются пластичность и паяемость [10]. Малое количество меди повышает надежность электронных устройств, но снижает их способность к пайке.

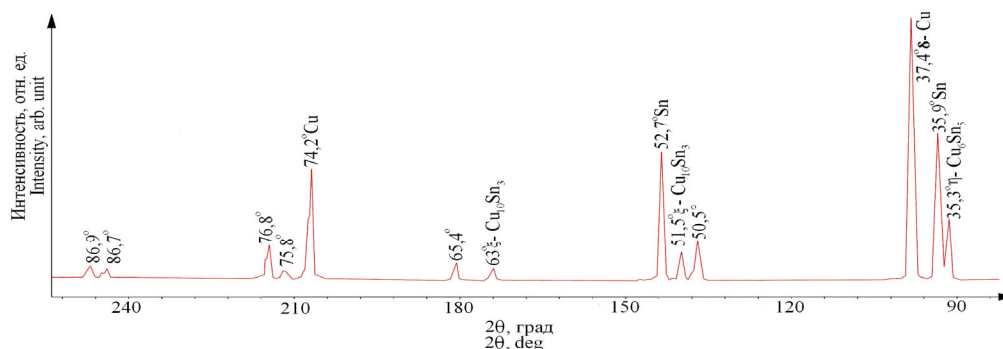


Рис. 7. Рентгенограмма электрохимического покрытия Sn-Cu
Fig. 7. XRD pattern of the electrochemical coating Sn-Cu

Контактное электросопротивление осадков увеличивается с повышением плотности тока, что связано с уплотнением покрытия, увеличением его кристаллической шероховатости и снижением количества легирующего компонента в сплаве. Оценка стабильности величины контактного электросопротивления после 6 месяцев хранения в исследовательской лаборатории показала (табл. 3), что в покрытиях происходит релаксация напряженного состояния, стабилизация структуры, которые приводят к снижению изучаемого показателя на 10–17 %. Коэффициент растекания припоя у свежесозаженных образцов равен 92,59–98,44 %, что соответствует показателю очень хорошей склонности к пайке. Результаты последующих исследований показали, что покрытия сплавом Sn-Cu сохраняют высокое значение показателя паяемости после хранения в течение шести месяцев в условиях лаборатории. Изменение структуры и состава покрытий, достигнутые вследствие соноэлектрохимического воздействия,

обеспечили высокое значение величины коэффициента растекания припоя по поверхности сплава (рис. 5, 6).

Таблица 3. Свойства покрытий сплавом Sn-Cu (1 – свежесозданное, 2 – после 6 месяцев хранения)
Table 3. Properties of coatings with Sn-Cu alloy (1 – freshly precipitated, 2 – after 6 months of storage)

Плотность катодного тока, 10^{-2} А/см ² Density of the cathodic current, 10^{-2} A/cm ²	Контактное электросопротивление, мОм Contact electrical resistance, mOhm		Коэффициент растекания припоя, % Solder spreading coefficient, %	
	1	2	1	2
0,5	2,95	2,64	95,21	96,13
1,0	3,32	2,83	97,44	98,47
1,5	3,15	2,87	96,30	97,58
2,0	3,68	3,11	94,74	96,14
2,5	3,96	3,27	92,59	94,10

Заключение

Изучены особенности формирования паяемых покрытий электрохимическим сплавом Sn-Cu из сульфатно-тиомочевинного электролита. Установлены физико-химические закономерности осаждения. Показано влияние интенсивности ультразвуковых колебаний на стабильность электролита, структуру, состав и функциональные свойства. Полученные покрытия обладают хорошими свойствами для использования при реализации бессвинцовых технологий.

Список литературы

1. Хмыль А.А., Ланин В.Л., Емельянов В.А. *Гальванические покрытия в изделиях электроники*. Минск: Интегралполиграф; 2017.
2. Ozga P. Electrodeposition of Sn-Ag and Sn-Ag-Cu alloys from thiourea aqueous solutions. *Archives of metallurgy and materials*. 2006;3;413-421.
3. Врублевская О.Н., Шикун М.А., Воробьева Т.Н., Рабенюк А.М., Гунич А.С., Мельникова С.Г. Электрохимическое осаждение сплава Sn-Ag, пригодного в качестве припоя. *Журнал Белорусского государственного ун-та. Химия*. 2018;1:83-91.
4. Антропов Л.И. *Теоретическая электрохимия*. Москва: Высшая школа; 1984.
5. Констин Н.А., Кублановский В.С. *Импульсный электролиз сплавов*. Киев: Научная мысль; 1996.
6. Вишомирский Р.М. *Кинетика электроосаждения металлов из комплексных электролитов*. Москва; 1969.
7. Лукашев Е.А. Исследование состава и кинетики осаждения алмазосодержащих композиционных электролитических покрытий на основе никеля. *Электрохимия*. 1994;30(1):93-97.
8. Василец В.К., Хмыль А.А., Кушнер Л.К., Кузьмар И.И. Влияние режимов нестационарного электролиза на кинетические закономерности осаждения сплава олово-висмут. *Известия Национальной академии наук Беларуси. Серия физико-технических наук*. 2016;2:11-16.
9. Хансен М., Андерко К. *Структура двойных сплавов*. Т. 2. Москва: Металлургиздат; 1962.
10. Кунтушев Д.В., Семкин Н.Д. Механизмы, влияющие на процесс формирования и роста в паяных соединениях интерметаллических соединений Cu₃Sn и Cu₆Sn₅. *Физика волновых процессов и радиотехнические системы*. 2012,4;51-58.

References

1. Khmyl A.A., Lanin V.L., Emelyanov V.A. [*Galvanic coatings in electronics products*]. Minsk: Integralpolygraph; 2017. (In Russ.)
2. Ozga P. Electrodeposition of Sn-Ag and Sn-Ag-Cu alloys from thiourea aqueous solutions. *Archives of metallurgy and materials*. 2006;3;413-421.
3. Vrublevskaya O.N., Shikun M.A., Vorobyva T.N., Rabenok A.M., Gunich A.S., Melnikova S.G. [Electrochemical precipitation of Sn-Ag alloy, suitable as solder]. *Journal Belarus State un-ty. Chemistry*. 2018,1;83-91. (In Russ.)
4. Anthropov L.I. [*Theoretical electrochemistry*]. Moscow: Higher School; 1984. (In Russ.)

5. Konstin N.A., Kublanovsky V.S. [*Pulse electrolysis of alloys*]. Kiev: Scientific Thought; 1996. (In Russ.)
6. Vishomirskis R.M. [*Kinetics Electrodeposition of metals from complex electrolytes*]. Moscow; 1969. (In Russ.)
7. Lukashev E.A. Study of the composition and kinetics of deposition of diamond-containing composite electrolytic coatings based on nickel. *Electrochemistry*. 1994;30(1):93-97. (In Russ.)
8. Vasilets V.K., Khmyl A.A., Kushner L.K., Kuzmar I.I. [The influence of modes of non-stationary electrolysis on the kinetic patterns of precipitation of tin-bismuth alloy]. *News of the National Academy of Sciences of Belarus. A series of physico-technical sciences*. 2016,2;11-16. (In Russ.)
9. Hansen M., Andersko K. [*Structure of double alloys*]. Vol. 2. Moscow: Metallurgisdat. 1962. (In Russ.)
10. Kuntushev D.V., Semkin N.D. [Factors influencing formation and growth of intermetallic compounds Cu₃Sn and Cu₆Sn₅ in soldered joints]. *Physics of wave processes and radio engineering systems*. 2012,4;51-58. (In Russ.)

Вклад авторов / Authors' contribution

Все авторы в равной степени внесли вклад в написание статьи.

All authors have equally contributed to writing the article.

Сведения об авторах

Гульпа Д.Ю., аспирант, младший научный сотрудник НИЛ 9.2 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Кузьмар И.И., к.т.н., заведующая НИЛ 9.2 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Кушнер Л.К., старший научный сотрудник НИЛ 9.2 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Дежкунов Н.В., к.т.н., доцент, заведующий НИЛ 5.2 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Хмыль А.А., д.т.н., профессор, Почетный профессор 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. +375-17-293-88-98;
e-mail: kuzmar@bsuir.by
Кузьмар Инна Иосифовна

Information about the authors

Gulpa D.Y., Postgraduate student, Junior Researcher at the Research laboratory 9.2 of R&D Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Kuzmar I.I., PhD, Associate Professor, Head of the research laboratory 9.2 of R&D Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Kushner L.K., Senior Researcher at the research laboratory 9.2 of R&D Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Dezhkunov N.V., PhD, Associate Professor, Head of the research laboratory 5.2 of R&D Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Khmyl A.A., D.Sci., Professor, Honorary Professor of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka str., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-17-293-88-98;
e-mail: kuzmar@bsuir.by
Kuzmar Ina Iosifovna



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-7-58-64>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.396.6

ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩИЙ МОДУЛЬ ДЛЯ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДИАПАЗОНА ОВЧ С ПЕРЕКЛЮЧАЕМОЙ ОРТОГОНАЛЬНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ

И.Ю. МАЛЕВИЧ¹, Ю.Ю. БОБКОВ¹, П.В. ЗАЯЦ², С.Г. ИВАНОВ¹

¹ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации»
(г. Минск, Республика Беларусь)

²ООО «Аналоговые системы», Республика Беларусь (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 12 июля 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. Как известно, применение цифровых антенных решеток (ЦАР) при создании радиосредств с электронным сканированием луча позволяет реализовать высокую скорость пространственно-временной обработки сигналов, способствует увеличению количества получаемой информации о распределении источников излучения или отражения в окружающей среде, улучшению разрешающей способности, быстродействия, пропускной способности, дальности, помехозащищенности и других параметров и характеристик радиотехнических систем различного назначения. Приемно-передающий модуль (ППМ) является ключевым звеном ЦАР и в значительной степени определяет технические характеристики системы в целом. Поэтому разработка сообразного технического решения ППМ становится узловым этапом проектирования радиосистемы с ЦАР, который гарантирует успешность ее реализации. В статье рассмотрены оригинальная структура и техническое решение ППМ, кратко описаны режимы функционирования, параметры, конструкция и результаты численного моделирования теплового режима модуля. Разработанное устройство обеспечивает высокую энергетику, малый коэффициент шума, большой динамический диапазон, возможность быстрого псевдослучайного синхронного изменения параметров зондирующего сигнала (включая частоту, закон модуляции, длительность, период повторения, поляризацию). Приемно-передающий модуль предполагается использовать в качестве элемента ЦАР радиолокационных систем метрового диапазона.

Ключевые слова: приемно-передающий модуль, цифровая антенная решетка, диапазон ОВЧ.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Малевич И.Ю., Бобков Ю.Ю., Заяц П.В., Иванов С.Г. Приемно-передающий модуль для цифровой антенной решетки диапазона ОВЧ с переключаемой ортогональной поляризацией. Доклады БГУИР. 2021; 19(7): 58-64.

TRANSCEIVER MODULE FOR VHF DIGITAL ANTENNA ARRAY WITH SWITCHABLE ORTHOGONAL POLARIZATION

IGOR Y. MALEVICH¹, YURI Y. BOBKOV¹, PAVEL V. ZAYATS², SERGEY G. IVANOV¹

¹JSC “KB Radar” – Managing Company of “Radar Systems” (Minsk, Republic of Belarus)

²LLC “Analog systems” (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 12 July 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. It is well known, that digital antenna arrays (DAR) application for design of radio systems with electronically scanned antenna array allows: to achieve a high speed of space-time signal processing; to increase the received information about the distribution of radiation or reflection sources in the environment; to improve the resolution, speed, bandwidth, range, noise immunity and other parameters and characteristics of radio engineering systems for various purposes. The transceiver module (TRM) is a key link in the DAR and largely determines the technical characteristics of the system as a whole. Therefore, the design of a suitable technical solution for the TRM becomes a key stage in the design of a radio system with a DAR, which guarantees the success of its implementation. The article deals with the original structure and technical solution of the TRM. The operation modes, parameters, design and results of thermal modeling of the TRM are briefly described. The designed device provides high energy, low noise figure, large dynamic range, the ability of quickly pseudo-random synchronous changes of the parameters of the probing signal (including frequency, modulation law, duration, repetition period, polarization). The transceiver module assumes the use as an element of a DAR in VHF radars.

Keywords: transceiver module, digital antenna array, VHF range.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Malevich I.Y., Bobkov Y.Y., Zayats P.V., Ivanov S.G. Transceiver module for VHF digital antenna array with switchable orthogonal polarization. Doklady BGUIR. 2021; 19(7): 58-64.

Введение

Анализ основных направлений работ по созданию радиолокационных средств диапазона ОВЧ нового поколения показывает, что в настоящее время наиболее перспективным подходом является построение систем с использованием цифровых антенных решеток (ЦАР).

Как известно [1–5], радиолокационная система с ЦАР позволяет реализовать высокую скорость пространственно-временной обработки сигналов, повышает возможности по получению информации о распределении источников излучений и отражениях в окружающей среде, обеспечивает улучшение разрешающей способности, быстродействия, пропускной способности, дальности и помехозащищенности.

Важнейшим элементом ЦАР, функционально-энергетические характеристики которого ключевым образом определяют эффективность ее работы и радиолокационной системы в целом, является приемо-передающий модуль (ППМ) [6–8]. Поэтому построение соответствующего технического решения ППМ становится узловым этапом при проектировании радиосистемы с ЦАР, который гарантирует успешность ее реализации.

Разработка структуры ППМ

Работа радиолокационных средств диапазона ОВЧ осуществляется, как правило, в сложной электромагнитной обстановке. Под действием интенсивных помех, в том числе преднамеренных, создаваемых средствами радиоэлектронной борьбы, ЦАР может подвергаться нелинейному поражению. В числе перспективных подходов, позволяющих

обеспечить повышение помехозащищенности ЦАР, на современном этапе развития техники ППМ просматриваются применение нестационарного режима работы, характеризуемого быстрым псевдослучайным синхронным изменением параметров сигнала, включая частоту, закон модуляции, поляризацию, и реализация большого (до 60...65 дБ) одномоментного (мгновенного) динамического диапазона.

В ЦАР диапазона ОВЧ с переключаемой ортогональной (E либо H) поляризацией с конструктивной точки зрения предпочтительно использование излучающего элемента (ИЭ) в виде перпендикулярно расположенных вибраторов. Управление поляризацией в таком ИЭ выполняется переключением порта возбуждения.

В соответствии с принципами построения ЦАР к каждому ИЭ подключается ППМ, который на основании кодовых команд управления (Cmd) (определяющих режим работы, циклограмму и тип излучения, номер частоты и поляризацию), получаемых из системы цифрового диаграммообразования (СЦДО), выполняет формирование, масштабирование и передачу на соответствующий порт ИЭ зондирующего сигнала ($ЗС$), а затем прием эхосигналов ($ЭС$), фильтрацию, оцифровку, разложение их на две квадратурные составляющие (Re, Im) и передачу оцифрованных данных.

Согласованное функционирование ППМ в ЦАР и отдельных подсистем ППМ обеспечивается сигналом тактовой частоты (Clk) и импульсами начала периода повторения (Tr), поступающими из СЦДО.

В ППМ устройство управления ($УУ$), реализованное на программируемой логической интегральной схеме, в соответствии с Clk и Tr , производит прием, хранение и выполнение кодовых команд СЦДО (Cmd); обеспечивает управление субблоками синтезаторов частот с фазовой автоподстройкой частоты (PLL), формирующего монохромный сигнал тактирования, и цифровых синтезаторов зондирующего (DDS) и гетеродинного ($DDS2$) сигналов, передающим (ПДК) и приемным (ПРК) каналами, переключателями «прием-передача» (ППП1, ППП2), генератором шума (ГШ), аналого-цифровым преобразователем (АЦП), переключателями каналов (ПК i), позволяющими выполнить калибровку и синхронизацию DDS ; производит сбор диагностической информации о состоянии подсистем ППМ в виде кодов состояния основных параметров блоков и общего сигнала исправности ($Status$) и передачу в СЦДО оцифрованного квадратурного ЭС ($ReIm$).

Укрупненная структура ППМ, разработанная в соответствии с изложенными принципами, представлена на рис. 1.

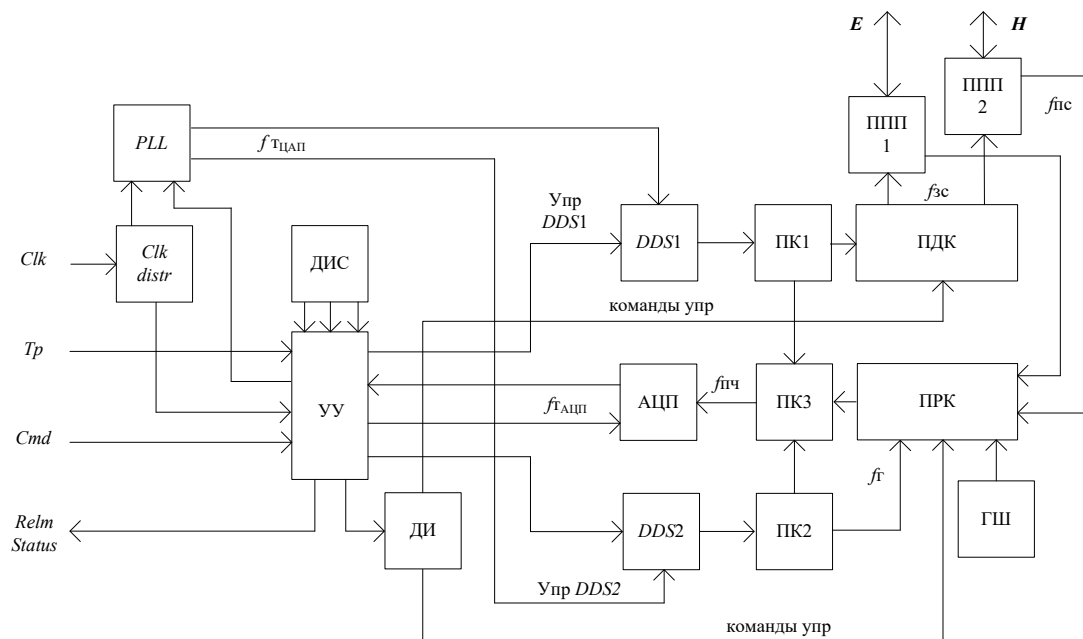


Рис. 1. Структура ППМ
Fig. 1. TRM structure

Функционирование ППМ

От СЦДО в ППМ по каналу передачи данных подаются команды управления (*Cmd*) (которые включают требуемые образы сигналов и параметров циклограммы), импульс начала периода повторения T_p и высокостабильный сигнал тактовой частоты (*Clk*). T_p в соответствии с поступившими *Cmd* УУ переводит ППМ в режим функционирования по заданной циклограмме, т. е. выполняется переключение режимов модуля, работа в режиме измерения коэффициента шума и помех, калибровка и синхронизация, функциональный контроль, выключение и включение.

Опорный сигнал тактовой частоты (*Clk*) поступает на разветвитель *Clk distr*, один из выходов которого предназначен для тактирования УУ, второй выход используется в качестве опорного сигнала для PLL, который формирует монохромный сигнал для тактирования DDS1 и DDS2. УУ формирует из образов в DDS1 маломощный ЗС и в DDS2 сигнал гетеродина, управляет модуляцией ЗС, задает частоты, амплитуды и фазы генерируемых сигналов. Полученный в результате прямого цифрового синтеза маломощный ЗС с выхода DDS1 подается через переключатель каналов (ПК1) в ПДК, где выполняется масштабирование ЗС по мощности и подведение его к одному из двух идентичных переключателей «прием-передача» (ППП1 либо ППП2). Задействованный ППП в режиме «ПЕРЕДАЧА» выполняет подключение ПДК к ИЭ с вертикальной (*E*) либо горизонтальной (*H*) поляризацией.

В режиме «ПРИЕМ» ЭС с двух портов ИЭ поступают в ПРК, где выполняется выбор поляризации сигнала, его преобразование на промежуточную частоту и фильтрация. Контроль коэффициента шума ПРК выполняется с помощью встроенного ГШ методом Y -фактора.

С выхода ПРК ЭС через ПК3 поступает в АЦП, где осуществляется его преобразование в двоичный код. Сигнал тактирования АЦП ($f_{т\text{ АЦП}}$) формируется в УУ из опорного сигнала тактовой частоты (*Clk*).

Полученные в АЦП отсчеты ЭС поступают в УУ, где выполняется фазовое детектирование, выделение квадратурных составляющих *Re* и *Im* и их децимация. Синхронизированные с фронтом T_p данные по каналу данных передаются в СЦДО.

Датчики измерения состояния (ДИС) выполняют сбор диагностической информации о состоянии подсистем ППП и их работоспособности, измеряют уровень выходной и отраженной мощности, потребляемый ток, температуру, напряжение питания, давление, влажность. УУ в виде кодов состояния основных параметров блоков и общего сигнала исправности (*Status*) пересылает диагностическую информацию по каналу данных в СЦДО.

Синхронизация цифровых синтезаторов частоты DDS1 и DDS2 выполняется на монохромных сигналах промежуточной частоты ($f_{ПЧ}$) посредством их поочередного с помощью ПК i подключения к АЦП, оцифровки и фазировки в УУ относительно фронта T_p .

Экспериментальные исследования ППМ

Лабораторные испытания разработанного ППМ показали, что модуль в полосе 50 МГц диапазона ОВЧ имеет 500 точек быстрой перестройки частоты с шагом 100 кГц; имеет возможность предварительной установки набора из 8 частот; обеспечивает частотный скачок за время, которое не превышает 1 мкс, и позволяет формировать сложные амплитудно-частотно-модулированные сигналы (рис. 2).

В режиме «ПЕРЕДАЧА» ППМ на нагрузке 50 Ом с КСВН не хуже 1,5 обеспечивает в импульсном режиме ($T_{и} = 150$ мкс; $T_{п} = 2,66$ мс) выходную мощность 2000 Вт (63 дБм). При этом длительность фронта и спада импульса ЗС не превышает 0,025 мкс, а разбаланс мощностей по поляризациям составляет не более 0,2 дБ. Средняя мощность потребления ППМ не превышает 250 Вт.

Проверка значений амплитуд негармонических составляющих (*spur*) в спектре ЗС на выходе ППМ показала, что их уровни для последовательности простых радиоимпульсов ниже минус 61,74 дБн.

В режиме «ПРИЕМ» измерения коэффициента шума ППМ показали, что его значение в диапазоне рабочих частот не более 3 дБ. При этом динамический диапазон в полосе 1,25 МГц составляет не менее 73,4 дБ.

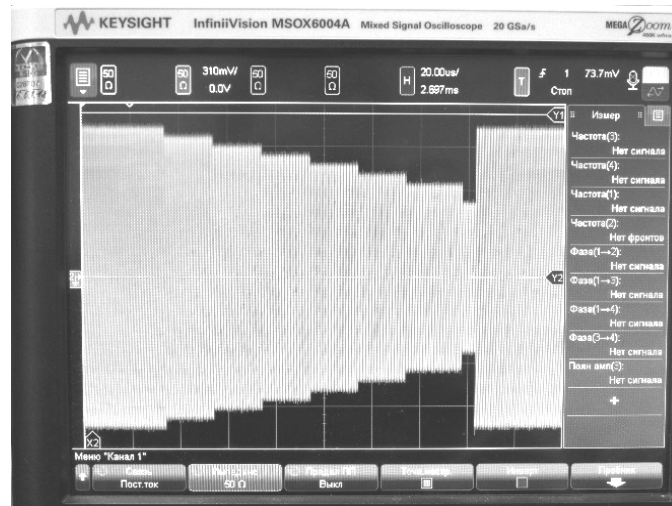


Рис. 2. Комплексный амплитудно-частотно-модулированный сигнал в полосе 50 МГц диапазона ОВЧ
Fig. 2. Complex amplitude-frequency-modulated signal in 50 MHz band of VHF

Моделирование теплового режима ППМ

Приемо-передающий модуль содержит активные полупроводниковые компоненты, которые в процессе работы выделяют тепловую энергию. Для обеспечения теплоотвода алюминиевый корпус ППМ с размерами 183×144×509 мм (Ш×В×Д) снабжен фрезерованным радиатором общей площадью 0,66 м².

Исследования теплового режима ППМ проведены путем численного моделирования. В составленной численной модели использованы (рис. 3, а): части корпуса ППМ – верхняя (поз. 1) и нижняя (поз. 2) и три основных источника тепла: два выходных транзистора усилителя мощности (поз. 6) на шасси (поз. 5); элемент submodule вторичного источника питания (поз. 4); ПЛИС УУ (поз. 3). На рис. 3, б показаны результаты моделирования теплового режима ППМ для температуры окружающей среды +55 °С. Видно, что при максимальной рабочей температуре окружающей среды и конвекции, соответствующей спокойному воздуху, максимальное значение температуры корпуса ППМ составляет +86,69 °С. При этом температура основных тепловыделяющих элементов ППМ ниже предельно допустимых рабочих температур и для транзисторов составляет +88 °С; для ПЛИС +76 °С и фланца submodule вторичного источника питания +71 °С.

Результаты моделирования показывают возможность работы ППМ с охлаждением его элементов за счет естественной конвекции при температуре окружающей среды до +55 °С.

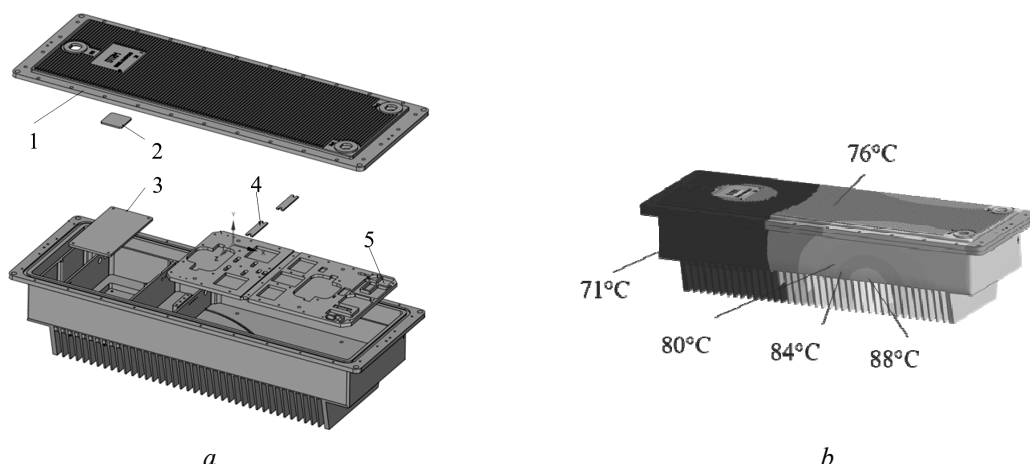


Рис. 3. Модель ППМ с основными источниками тепла: общий вид (а); распределение температуры (б)
Fig. 3. TRM model with main heat sources: general view (a); temperature distribution (b)

Заключение

Таким образом, рассмотрены вопросы системного проектирования, реализации и исследований приемно-передающего модуля цифровой антенной решетки диапазона ОВЧ.

Высокая энергетика, малый коэффициент шума, большой динамический диапазон, возможность поддержания режима быстрого псевдослучайного изменения параметров зондирующего сигнала (включая частоту, закон модуляции, длительность, период повторения, поляризацию) позволяют рассматривать разработанный модуль в качестве перспективного элемента цифровых радиоинформационных систем метрового диапазона с повышенной эффективностью функционирования в сложной электромагнитной обстановке.

Список литературы

1. Инденбом М.В. *Антенные решетки подвижных обзорных РЛС. Теория, расчет, конструкции*. Москва: Радиотехника; 2015.
2. *Бортовые антенные решетки и их элементы*. Под ред. Воскресенского Д.И. Москва: Радиотехника; 2013.
3. Григорьев Л.Н. *Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках*. Москва: Радиотехника; 2011.
4. *Активные фазированные антенные решетки*. Под ред. Гостюхина В.Л. Москва: Радиотехника; 2011.
5. Добычина Е.М., Кольцов Ю.В. *Цифровые антенные решетки в бортовых радиолокационных системах*. Москва: Издательство МАИ; 2013.
6. Добычина Е.М., Малахов Р.Ю. Цифровые антенные решетки для бортовых радиолокационных систем. *Научный вестник МГТУ ГА*. 2012;186:176-183.
7. Добычина Е.М., Малахов Р.Ю. Цифровой приемно-передающий модуль активной фазированной антенной решетки. *Научный вестник МГТУ ГА*. 2014;209:117-123.
8. Малевич И.Ю., Заяц П.В. Обоснование структуры приемопередающего модуля цифровой антенной решетки РЛС метрового диапазона. *Наука и военная безопасность*. 2018;2(56):24-30.

References

1. Indenbom M.V. [*Antenna arrays of mobile surveillance radars. Theory, calculation, designs*]. Moscow: Radiotekhnika; 2015. (In Russ.)
2. [*Airborne antenna arrays and their elements*]. Ed. Voskresensky D.I. Moscow: Radiotekhnika; 2013. (In Russ.)
3. Grigoriev L.N. [*Digital beamforming in phased array antennas*]. Moscow: Radiotekhnika; 2011. (In Russ.)
4. [*Active phased antenna arrays*]. Ed. Gostyukhin V.L. Moscow: Radiotekhnika; 2011. (In Russ.)
5. Dobychina E.M, Koltsov Yu.V. [*Digital antenna arrays in airborne radar systems*]. Moscow: Publishing house MAI; 2013. (In Russ.)
6. Dobychina E.M, Malakhov R.Yu. [Digital antenna arrays for onboard radar systems]. *Scientific Bulletin of MSTU GA*. 2012;186:176-183. (In Russ.)
7. Dobychina E.M, Malakhov R.Yu. [*Digital transceiver module of the active phased antenna array*]. *Scientific Bulletin of MSTU GA*. 2014;209:117-123. (In Russ.)
8. Malevich I.Yu., Zayats P.V. [*Substantiation of the structure of the transceiver module of the digital antenna array of the VHF radar*]. *Science and military security*. 2018;2(56):24-30. (In Russ.)

Вклад авторов

Все авторы в равной степени внесли вклад в написание статьи.

Authors' contribution

All authors equally contributed to the writing of the article.

Сведения об авторах

Малевич И.Ю., д.т.н., профессор, главный научный сотрудник ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации».

Бобков Ю.Ю., к.т.н., доцент, ведущий научный сотрудник ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации».

Заяц П.В., директор ООО «Аналоговые системы».

Иванов С.Г., начальник сектора ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации».

Адрес для корреспонденции

220026, Республика Беларусь,
г. Минск, Партизанский пр-т, 64 а,
ОАО «КБ Радар» – управляющая компания
холдинга «Системы радиолокации»;
тел. +375-17-390-30-91;
e-mail: i.malevich@kbradar.by;
Малевич Игорь Юрьевич;
тел. +375-17-390-57-26;
e-mail: y.bobkov@kbradar.by;
Бобков Юрий Юрьевич

Information about the authors

Malevich I.Y., D.Sc, Professor, Principal Researcher at JSC “KB Radar” – Managing Company of “Radar Systems” Holding.

Bobkov Y.Y., PhD, Associated Professor, Leading Researcher at JSC “KB Radar” – Managing Company of “Radar Systems” Holding.

Zayats P.V., Director of LLC “Analog systems”.

Ivanov S.G. Head of Sector of JSC “KB Radar” – Managing Company of “Radar Systems” Holding.

Address for correspondence

220026, Republic of Belarus,
Minsk, Partizanski Prospekt, 64 a,
JSC “KB Radar” – Managing Company
of “Radar Systems” Holding;
tel.: +375-17-390-30-91;
e-mail: i.malevich@kbradar.by;
Malevich Igor Yur'evich;
tel. +375-17-390-57-26;
e-mail: y.bobkov@kbradar.by;
Bobkov Yuri Yur'evich.



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-7-65-71>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.317.335.3

ОПРЕДЕЛЕНИЕ S-ПАРАМЕТРОВ И ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ОБРАЗЦОВ КВАРЦЕВОЙ КЕРАМИКИ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН

Н.А. ПЕВНЕВА., Д.А. КОНДРАШОВ., А.Л. ГУРСКИЙ., А.В. ГУСИНСКИЙ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 21 июля 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. Для определения комплексных параметров и диэлектрической проницаемости керамических материалов в диапазоне 78,33–118,1 ГГц применен модифицированный метод Николсона – Росса – Вейра. Измерительная установка представляет собой измеритель комплексных коэффициентов отражения и передачи, волноводный измерительный тракт со специальной измерительной ячейкой, состоящей из двух нерегулярных волноводов и волноводной камеры между ними, обеспечивающей незначительное влияние мод высших порядков. Экспериментально получены зависимости амплитуды и фазы коэффициента отражения и передачи от частоты для фторопласта и трех керамических образцов в диапазоне частот 78,33–118,1 ГГц. Полученные S-параметры обрабатываются по алгоритму, включающему их усреднение на основе преобразования Фурье, с целью получения значений диэлектрической проницаемости. Фторопласт был использован в качестве эталонного материала с известной диэлектрической проницаемостью. Диэлектрическая проницаемость фторопласта имеет стабильное значение 2,1 в вышеуказанном диапазоне частот. Диэлектрическая проницаемость образца № 1 варьируется от 3,6 до 2,5 на границах диапазона, образца № 2 – от 3,7 до 2,1, образца № 3 – от 2,9 до 1,5. Данные эксперимента находятся в удовлетворительном согласии с литературными данными для других частот с учетом границ, заданных неопределенностью измерений.

Ключевые слова: векторный анализатор цепей, измерительная ячейка, диэлектрическая проницаемость, коэффициент отражения, коэффициент передачи, метод Николсона – Росса – Вейра.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Певнева Н.А., Кондрашов Д.А., Гурский А.Л., Гусинский А.В. Определение S-параметров и диэлектрической проницаемости образцов кварцевой керамики в миллиметровом диапазоне длин волн. Доклады БГУИР. 2021; 19(7): 65-71.

ESTIMATION OF S-PARAMETERS AND DIELECTRIC PERMITTIVITY OF QUARTZ CERAMICS SAMPLES IN MILLIMETER WAVEBAND

NATALIA A. PEVNEVA, DENIS A. KONDRASHOV, ALEXANDER L. GURSKII,
ALEXANDER V. GUSINSKY

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 21 July 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. A modified Nicholson – Ross – Weir method was used to determine complex parameters and dielectric permittivity of ceramic materials in the range 78.33–118.1 GHz. The measuring equipment is a meter of complex reflection and transmission coefficients, a waveguide measuring canal with a special measuring cell, consisting of two irregular waveguides and a waveguide chamber between them, which provides insignificant influence of higher-order modes. The dependences of the amplitude and phase of the reflection and transmission coefficients on frequency were obtained experimentally for fluoroplastic and three ceramic samples in the frequency range 78.33–118.1 GHz. The obtained *S*-parameters are processed according to an algorithm that includes their averaging based on the Fourier transform in order to obtain the values of the dielectric permittivity. Fluoroplastic was used as a reference material with a known dielectric constant. The dielectric constant of fluoroplastic has a stable value of 2.1 in the above mentioned frequency range. The dielectric constant of sample No. 1 varies from 3.6 to 2.5 at the boundaries of the range, sample No. 2 – from 3.7 to 2.1, sample No. 3 – from 2.9 to 1.5. The experimental data are in satisfactory agreement with the literature data for other frequencies taking into account the limits set by the measurement uncertainty.

Keywords: vector network analyzer, measuring cell, dielectric permittivity, reflection coefficient, transmission coefficient, Nicholson – Ross – Weir method.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Pevneva N.A., Kondrashov D.A., Gurskii A.L., Gusinsky A.V. Estimation of *S*-parameters and dielectric permittivity of quartz ceramics samples in millimeter waveband. *Doklady BGUIR*. 2021; 19(7): 65-71.

Введение

Быстрый прогресс систем мобильной и спутниковой связи предъявляет высокие требования к разработке диэлектрических материалов, обладающих высокими значениями коэффициента добротности, стабильными заданными значениями диэлектрической проницаемости в микроволновом диапазоне и температурным коэффициентом резонансной частоты, близким к нулю [1]. Точное знание диэлектрических свойств керамических материалов в миллиметровом диапазоне длин волн имеет решающее значение для эффективного проектирования различных микроволновых систем. Керамика широко используется в изготовлении термисторов, варисторов, нагревательных элементов, подложек для интегральных микросхем, изоляторов, сверхпроводников, резонаторов. Также некоторые виды керамики используют и в радиолокации для изготовления различных конструктивных элементов. Цель данной работы – определение *S*-параметров и диэлектрической проницаемости образцов кварцевой керамики с различным содержанием нитрида бора в диапазоне 78,33–118,1 ГГц для установления возможности изготовления конструктивных элементов из данных материалов.

Методика проведения расчетов и выполнения эксперимента

Для измерений был реализован метод Николсона – Росса – Вейра [2], для чего была собрана установка на основе векторного анализатора цепей «Измеритель комплексных

коэффициентов отражения и передачи Р4-МВМ-118» и измерительной ячейки для диапазона частот 78,33–118,10 ГГц. Схема установки, методика измерений и алгоритм расчета диэлектрической проницаемости детально описаны в [3]. В качестве исследуемых образцов выступили три образца из кварцевой керамики с различным содержанием нитрида бора (в образце № 1 – 30 %, в образце № 2 – 40 %, в образце № 3 – 20 %), а в качестве эталонного образца – фторопласт, чья диэлектрическая проницаемость составляет 2,1 в соответствии с ГОСТ 14906.

Измерения проводились при температуре 24,2 °С и влажности 41,4 %. Рабочие условия контролировались откалиброванным прибором Testo 605.

Результаты и их обсуждение

Основные параметры исследуемых образцов приведены в табл. 1.

Таблица 1. Основные параметры исследуемых образцов
Table 1. Main parameters of the studied samples

Наименование исследуемого материала / Name of the test material	Плотность, г/см ³ / Density, g/cm ³	Размеры, мм / Dimensions, mm	Предел прочности при изгибе, МПа / Flexural strength, MPa	Предел прочности при сжатии, МПа / Compressive strength, MPa
Фторопласт	2,20	23 × 10 × 3,4	–	–
Образец №1	1,23	23 × 10 × 4	1,95	40,11
Образец №2	1,48	23 × 10 × 4,1	1,34	31,63
Образец №3	1,48	23 × 10 × 4	более 2	52,10

Измерения проводились с помощью векторного анализатора цепей Р4-МВМ-118 (рис. 1) и специальной измерительной ячейки, в которую помещался образец (рис. 2).

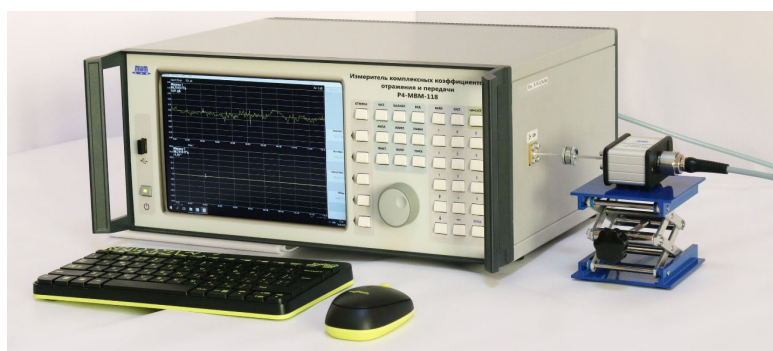


Рис. 1. Измеритель комплексных коэффициентов отражения и передачи Р4-МВМ-118
Fig. 1. Meter of complex reflection and transmission coefficients R4-MVM-118

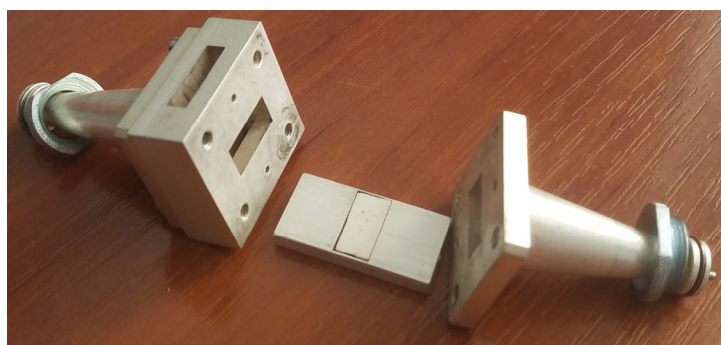


Рис. 2. Измерительная ячейка для диапазона частот от 78,33 до 118,10 ГГц в разобранном виде с помещенным в ее волноводную вставку исследуемым образцом
Fig. 2. Measuring cell for the frequency range from 78.33 to 118.10 GHz unassembled with its waveguide insertion in which test sample is installed

Использование в Р4-МВМ-118 кварцевого генератора и его охват многоконтурной обратной связью с применением полинома 3-го порядка для компенсации нелинейности балансного смесителя позволило снизить уровень погрешности измерения S -параметров до значения $\pm 0,5$ дБ в шумовом диапазоне от -40 до -60 дБ. Кроме того, это дало возможность обеспечить стабильный уровень и линейность измерения комплексных коэффициентов отражения и передачи во всем диапазоне. Применение дискретного фазовращателя дает малое значение флуктуаций их фазы при реализации перестройки в широком диапазоне частот и формировании напряжений, несущих информацию о квадратурных составляющих S -параметров без применения при калибровке эталонов (мер фазового сдвига) в диапазоне частот от 78,33 до 118,10 ГГц, на базе современных средств вычислительной техники и соответствующего программного обеспечения. Из-за повышенных требований к точности параметров измерения Р4-МВМ-118 выполнен с пределом погрешности установки частоты не более $\pm 2 \cdot 10^{-5}$, а кратковременная нестабильность колебаний составляет не более $\pm 1 \cdot 10^{-6}$ от значения частоты во всем диапазоне, что обеспечивает высокоточное проведение измерений в автоматизированном режиме.

Полученные с помощью Р4-МВМ-118 зависимости амплитуд и фаз коэффициентов передачи и отражения исследуемых образцов приведены на рис. 3–6. Рассчитанная по разработанной методике [3] зависимость диэлектрической проницаемости от частоты в диапазоне частот от 78,33 до 118,10 ГГц представлена на рис. 7.

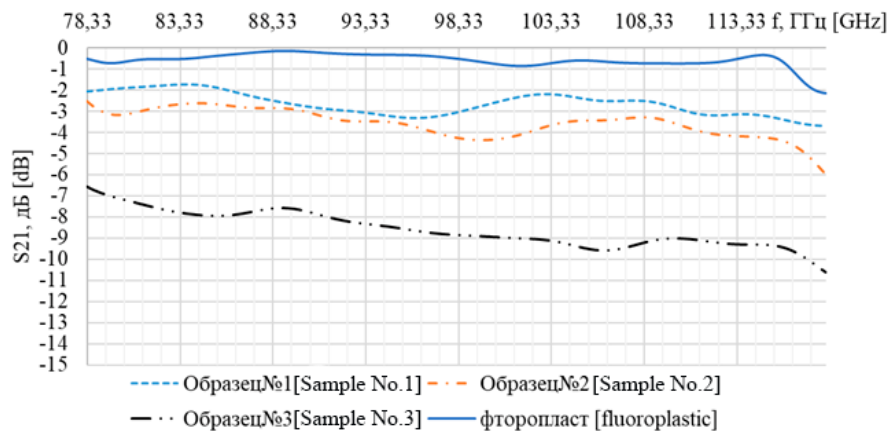


Рис. 3. Зависимость амплитуды коэффициента передачи исследуемых образцов от частоты в диапазоне частот от 78,33 до 118,1 ГГц

Fig. 3. The dependence of the transmission coefficient's amplitude of the samples under study on the frequency in the frequency range from 78.33 to 118.1 GHz

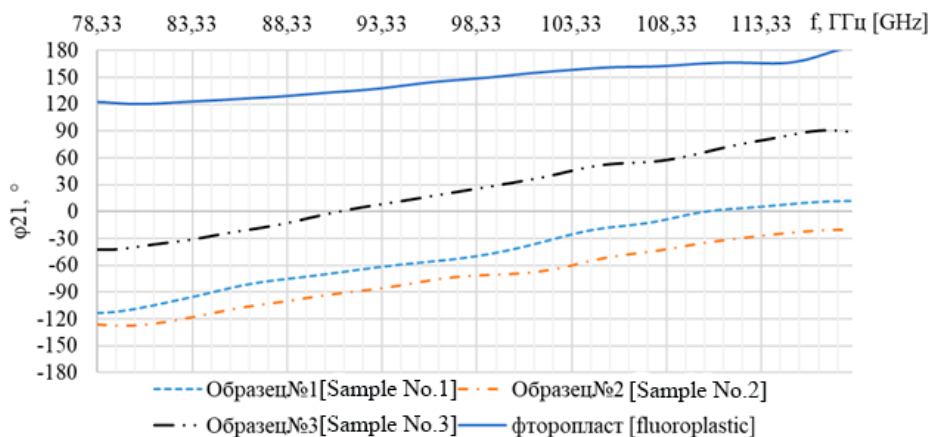


Рис. 4. Зависимость фазы коэффициента передачи исследуемых образцов от частоты в диапазоне частот от 78,33 до 118,1 ГГц

Fig. 4. The dependence of the transmission coefficient's phase of the samples under study on the frequency in the frequency range from 78.33 to 118.1 GHz

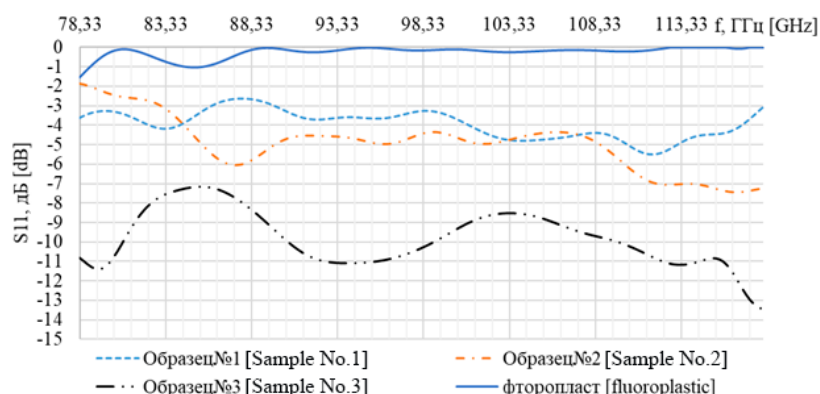


Рис. 5. Зависимость амплитуды коэффициента отражения исследуемых образцов от частоты в диапазоне частот от 78,33 до 118,1 ГГц

Fig. 5. The dependence of the reflection coefficient's amplitude of the samples under study on the frequency in the frequency range from 78.33 to 118.1 GHz

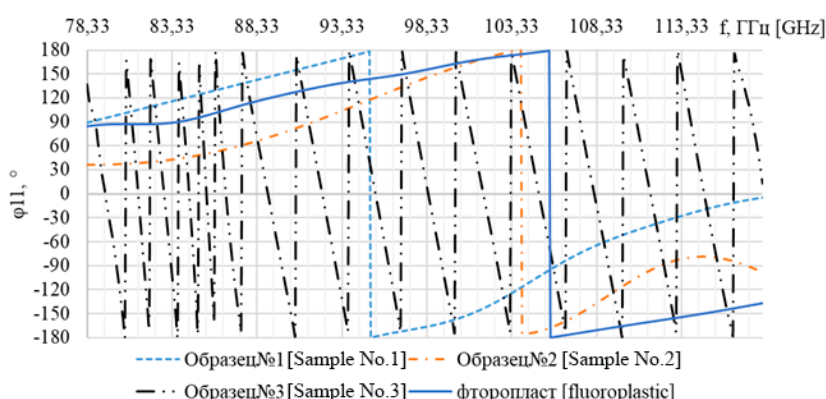


Рис. 6. Зависимость фазы коэффициента отражения исследуемых образцов от частоты в диапазоне частот от 78,33 до 118,1 ГГц

Fig. 6. The dependence of the reflection coefficient's phase (b) of the samples under study on the frequency in the frequency range from 78.33 to 118.1 GHz

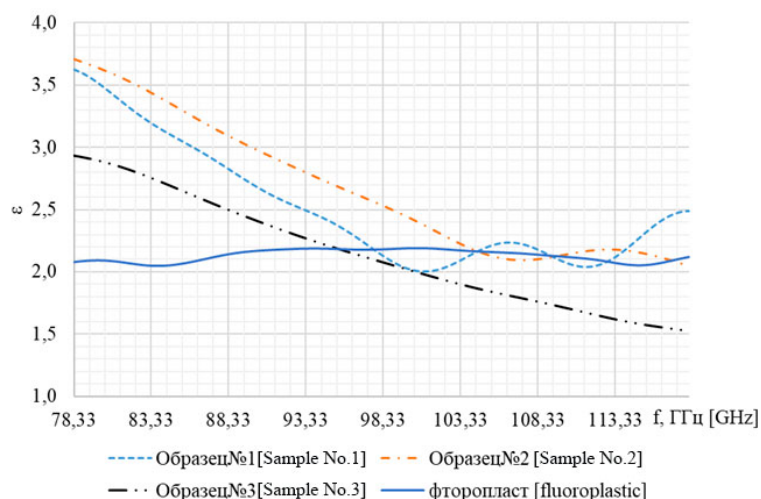


Рис. 7. Зависимость диэлектрической проницаемости исследуемых образцов от частоты в диапазоне частот от 78,33 до 118,1 ГГц

Fig. 7. The dependence of the dielectric permittivity of the samples under study on the frequency in the frequency range from 78.33 to 118.1 GHz

Из рис. 6 видно, что образец № 3 сильно отличается характером изменения фазы коэффициента отражения от остальных образцов. Это связано с тем, что данный образец имеет ярко выраженную отражающую способность (значение коэффициента отражения по амплитуде около -11 дБ, рис. 5), что вызывает фазовые «скачки» коэффициента отражения.

Зависимость диэлектрической проницаемости от частоты для фторопласта представляет собой практически прямую линию, численно эквивалентную значению 2,1, заявленному в ГОСТ 14906, диэлектрическая проницаемость керамических образцов в целом согласуется с данными, приведенными в литературе [1, 4] для значений частот вблизи 10 ГГц. Расширенная неопределенность полученных результатов составляет $\pm 3\%$. Из рис. 7 видно, что для всех трех образцов наблюдается монотонное уменьшение значения ϵ до частот порядка 100 ГГц. Для частот выше 100 ГГц значения ϵ образцов № 1 и № 2 стабилизируются и близки к величине ϵ фторопласта, для образца № 3 наблюдается дальнейшее снижение величины ϵ с ростом частоты, но с меньшей скоростью. Можно предположить, что наблюдаемое отличие свойств образца № 3 от образцов № 1 и № 2 вызвано различным процентным содержанием нитрида бора. Как видно из [5], с ростом этого показателя диэлектрическая проницаемость увеличивается. Очевидно, в образце № 3 преобладают свойства, обусловленные наличием кремния, а вклад нитрида бора проявляется слабее из-за его малого содержания. Таким образом, для создания конструктивных элементов в радиолокации наиболее подходит материал образца № 1, так как его S -параметры и диэлектрическая проницаемость в наибольшей степени удовлетворяют техническим требованиям, предъявляемым к данным элементам.

Заключение

С помощью измерительной установки, состоящей из измерителя комплексных коэффициентов отражения и передачи, волноводного измерительного тракта со специальной измерительной ячейкой, обеспечивающей незначительное влияние мод высших порядков, измерены комплексные значения коэффициентов передачи и отражения, а также диэлектрическая проницаемость керамических образцов с различным содержанием нитрида бора и эталонного образца (фторопласта) в диапазоне частот от 78,33 до 118,1 ГГц. Полученные экспериментальные данные для исследованных материалов находятся в согласии с результатами, приводимыми в литературе для других частот, и позволяют определить материал, свойства которого наиболее приемлемы для изготовления радиолокационных конструктивных элементов.

Список литературы

1. Hu C., Liu P. Preparation and microwave dielectric properties of SiO₂ ceramics by aqueous Sol-Gel technique. *Journal of Alloys and Compounds*. 2013;559:129-133. DOI: 10.1016/j.jallcom.2012.11.168.
2. Luukkonen O., Maslovski S. I., Tretyakov S. A. A stepwise Nicolson – Ross – Weir-based material parameter extraction method. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2011;10:1295-1298. DOI:10.1109/LAWP.2011.2175897.
3. Певнева Н. А., Гурский А. Л., Кострикин А. М. Метод свободного пространства с использованием векторного анализатора цепей для определения диэлектрической проницаемости материалов на СВЧ. *Доклады БГУИР*. 2019;4(122):32-39.
4. Braun H. P., Mehmood A., Hovhannisyan M., Zhang H., Heidary D.S.B., Randall C., Lanagan M. T., Jakoby R., Reaney I. M., Letz M., Elmers H. J. Microwave properties and structure of La-Ti-Si-B-O glass-ceramics for applications in GHz electronics. *Journal of the European Ceramic Society*. 2017;37:2137-2142. DOI: 10.1016/j.jeurceramsoc.2016.11.048.
5. Li Q., Yang Z., Miao Y., Liang B., Cai D., Wang S., Duan X., Jia D., Zhou Y. Effect of the BN content on the thermal shock resistance and properties of BN/SiO₂ composites fabricated from mechanically alloyed SiBON powders. *The Royal Society of Chemistry*. 2017;7:48994-49003. DOI: 10.1039/C7RA09905C.

References

1. Hu C., Liu P. Preparation and microwave dielectric properties of SiO₂ ceramics by aqueous Sol-Gel technique. *Journal of Alloys and Compounds*. 2013;559:129-133. DOI: 10.1016/j.jallcom.2012.11.168.
2. Luukkonen O., Maslovski S. I., Tretyakov S. A. A stepwise Nicolson – Ross – Weir-based material parameter extraction method. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2011;10:1295-1298. DOI:10.1109/LAWP.2011.2175897.

3. Pevneva N. A., Gurskii A. L., Kostrikin A. M. [The free space method using a vector network analyzer for determining the permittivity of materials at microwave frequencies]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2019;4(122):32-39. (In Russ.)
4. Braun H. P., Mehmood A., Hovhannisyan M., Zhange H., Heidary D.S.B., Randall C., Lanagan M. T., Jakoby R., Reaney I. M., Letz M., Elmers H. J. Microwave properties and structure of La–Ti–Si–B–O glass-ceramics for applications in GHz electronics. *Journal of the European Ceramic Society*. 2017;37:2137-2142. DOI: 10.1016/j.jeurceramsoc.2016.11.048.
5. Li Q., Yang Z., Miao Y., Liang B., Cai D., Wang S., Duan X., Jia D., Zhou Y. Effect of the BN content on the thermal shock resistance and properties of BN/SiO₂ composites fabricated from mechanically alloyed SiBON powders. *The Royal Society of Chemistry*. 2017;7:48994-49003. DOI: 10.1039/C7RA09905C.

Вклад авторов

Певнева Н.А. представила замысел и дизайн исследования, провела исследования, подготовила статью к публикации, обработала данные, отредактировала и оформила статью для публикации.

Кондрашов Д.А. подготовил экспериментальную установку и исследуемые образцы, проанализировал и интерпретировал данные.

Гурский А.Л. отредактировал и окончательно утвердил рукопись для публикации, произвел ее критический пересмотр в части значимого интеллектуального содержания.

Гусинский А.В. осуществил постановку задачи и выработку технических требований к экспериментальной установке.

Authors' contribution

Pevneva N.A. presented the research concept and design, performed research, prepared an article for publication, processed the data, edited and designed the article for publication.

Kondrashov D.A. prepared the experimental equipment and test samples, analyzed and interpreted the data.

Gurskii A.L. edited and finally approved the manuscript for publication, made its critical revision in terms of significant intellectual content.

Gusinsky A.V. carried out the formulation of the problem and the development of technical requirements for the experimental equipment.

Сведения об авторах

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

Кондрашов Д.А., старший научный сотрудник Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

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

Гусинский А.В., к.т.н., доцент, начальник Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Pevneva N.A., Ph.D., Senior Researcher at the Center 1.9 of R&D Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Kondrashov D.A., Senior Researcher at the Center 1.9 of R&D Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Gurskii A.L, PhD, Professor at the Information Protection Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Gusinsky A.V., PhD, Associate Professor, Head at the Center 1.9 of R&D Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

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

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka Str., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-17-293-20-92;
e-mail: peuneva@bsuir.by;
Pevneva Natalia Alekseevna



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-7-72-79>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 303.448

СИСТЕМА ОПЕРАТИВНОГО КОНТРОЛЯ ПСИХОФИЗИОЛОГИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ОПЕРАТОРОВ ИЕРАРХИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПРИ ПРИНЯТИИ УПРАВЛЕНЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ

Н.В. ПУШКАРЕВА

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)
Военная академия Республики Беларусь (г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 27 августа 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. Представлена система проведения оперативного контроля психофизиологических показателей операторов. В ее состав входит комплекс тестовых методик подбора психологически совместимых операторов систем высокой ответственности. Проведен отбор операторов на ПЭВМ. Приведены результаты электронных протоколов в повествовательном и графическом видах. После этого применена методика подбора психологически совместимых операторов систем высокой ответственности. Она использует математическую модель подбора операторов на базе ПЭВМ с помощью регрессионного анализа. Коэффициенты этой модели принимаются в качестве критерия подбора. Предельно допустимый максимальный критерий соответствует коэффициенту математической модели работы операторов с относительно высоким уровнем профессионально важных качеств, а предельно допустимый минимальный критерий соответствует коэффициенту математической модели работы операторов с относительно средним уровнем профессионально важных качеств. В дальнейшем расчет комплектуется по разработанному алгоритму подбора психологически совместимых операторов. Оперативный контроль психофизиологического состояния (ПФС) операторов выполняется при контрольном сопровождении отметок от цели в оптимальных условиях с помощью иерархической системы группового слежения на примере звеньев системы автоматического управления. В качестве критерия оценки устойчивости ПФС операторов на момент времени проведения контроля принимается диапазон изменения величины среднеквадратической ошибки при сопровождении контрольной отметки.

Ключевые слова: профессиональные качества, отбор операторов, психофизиологические показатели, иерархическая система высокой ответственности, подбор психологически совместимых операторов.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Пушкарева Н.В. Система оперативного контроля психофизиологических показателей операторов иерархических систем при принятии управленческих решений. Доклады БГУИР. 2021; 19(7): 72-79.

SYSTEM OF OPERATIONAL CONTROL OF PSYCHOPHYSIOLOGICAL INDICATORS OF OPERATORS OF HIERARCHICAL SYSTEMS IN MAKING MANAGEMENT DECISIONS

NATALIA V. PUSHKAREVA

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)
Military Academy of the Republic of Belarus (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 27 August 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. A system of operational control of psychophysiological indicators of operators is presented. It includes a set of test methods for selecting psychologically compatible operators of high-responsibility systems. The selection of operators on a PC is carried out. The results of electronic protocols in narrative and graphical form are given. After that, the method of selecting psychologically compatible operators of high-responsibility systems is applied. It uses a mathematical model selection of PC-based operators using regression analysis. The coefficients of this model are taken as a selection criterion. The maximum permissible maximum criterion corresponds to the coefficient of the mathematical model of the work of operators with a relatively high level of professionally important qualities. And the maximum permissible minimum criterion corresponds to the coefficient of the mathematical model of the work of operators with a relatively average level of professionally important qualities. In future, the calculation is completed according to the developed algorithm for the selection of psychologically compatible operators. Operational control of the psychophysiological state (PFS) of operators is performed with the control support of marks from the target in optimal conditions using a hierarchical system of group tracking on the example of links of the automatic control system. As a criterion for assessing the stability of the PFS operators at the time of the control, the range of changes in the value of the RMS error when accompanying the control mark is taken.

Keywords: professional qualities, selection of operators, psychophysiological indicators, hierarchical system of high responsibility, selection of psychologically compatible operators.

Conflict of interests. The author states that there is no conflict of interests.

For citation. Pushkareva N.V. System of operational control of psychophysiological indicators of operators of hierarchical systems in making management decisions. Doklady BGUIR. 2021; 19(7): 72-79.

Введение

Одной из основных обязанностей операторов систем высокой ответственности (сотрудники спецподразделений силовых ведомств, АЭС и лица других категорий) является принятие правильных управленческих решений, особенно в случае возникновения аварийных ситуаций, в том числе техногенного характера. Психическая способность лиц экстремальных профессий к решению внезапно появляющихся задач является залогом их успешного выполнения. Наиболее эффективно принимают управленческие решения в сложных ситуациях психологически подобранные операторы расчетов систем высокой ответственности (СВО). Контроль психофизиологических показателей таких операторов позволяет быстро оценивать состояние их организма в экстремальных условиях деятельности. Поэтому для включения лиц экстремальных профессий в состав расчета СВО необходимо последовательно применять сначала тестовый отбор по профессионально важным качествам, а в последующем проводить подбор психологически совместимых операторов.

Аппаратно-программный комплекс тестовых методик принятия управленческих решений операторами систем высокой ответственности

В зависимости от выставленного респондентами рангового места операторов [1] предлагается применять методики, оценивающие:

– высокие профессионально важные качества оператора (относительно высокого ранга) при ранговом месте оператора (один – четыре): измерение скорости реагирования, а также деятельности по точности совмещения, ошибок при сопровождении изменяющихся сигналов, влияния помех на безошибочность выполнения различных действий;

– средние профессионально важные качества оператора (относительно среднего ранга) при ранговом месте оператора (пять – восемь): быстроту переключаемости и произвольность внимания, как и каким образом в сознании представляется динамический процесс, принимаются ли решения вне рабочей обстановки, как производится прогнозирование ситуации, какова ответственность за принятие собственных решений;

– низкие профессионально важные качества оператора (относительно низкого ранга) при ранговом месте оператора (девять – двенадцать): имеется ли оперативно динамическая составляющая памяти и ее величина, насколько правильно выбирается главное в любой ситуации, быстрота умственного утомления, насколько гибко и эффективно происходит переключение на решение других (промежуточных) задач.

Система оперативного контроля принятия решений о психофизиологическом состоянии человека

Контроль исполнения управленческого решения операторами боевых расчетов иерархических систем группового слежения (ИСГС) по их психофизиологическому состоянию (ПФС) выполняется поэтапно в соответствии с системой, схематическое изображение которой представлено на рис. 1. На первом этапе производится отбор операторов боевых расчетов (БР) по комплексу тестовых методик принятия управленческих решений операторами систем высокой ответственности.



Рис. 1. Схематическое изображение системы оперативного контроля принятия решения о ПФС человека

Fig. 1. A schematic image of the system of operational control of the decision-making on the human PFS

Кандидаты, отвечающие требованиям относительно низких профессионально важных качеств операторов (относительно низкого ранга), не допускаются ко второму уровню тестирования. Отобранные кандидаты переходят ко второму этапу – разработке критерия для подбора психологически совместимых операторов.

Отбор проводится путем индивидуального тестирования по тестам методом опроса на бумажном носителе или на ПЭВМ. Обработка результатов опроса, например, на ПЭВМ комплектом программ «STEND-2», представлена в виде электронного протокола (рис. 2). В режиме «Завести» в электронный протокол выбранного архива (например, с номером 7) вводится фамилия испытуемого (ф. и. о.), дата проведения тестирования (дата заведения), год рождения (г. р.) и пол испытуемого (пол).

Затем выбирается режим «Тестировать» (рис. 3). В зависимости от количества и качества требуемых входных воздействий X_i выбираются тесты (А, В, С, ... Р), которые помечаются в электронном протоколе звездочкой, например, В, С, F, K, L.

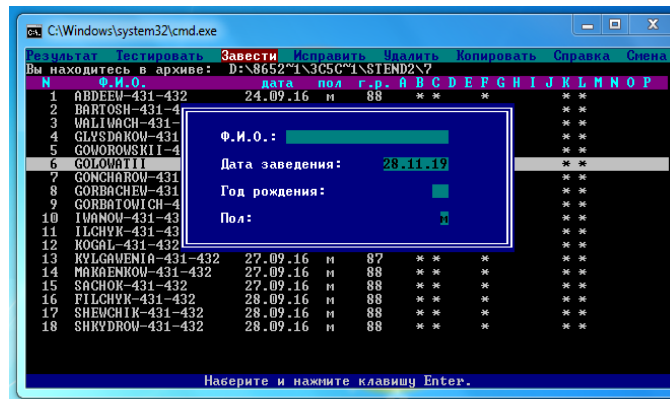


Рис. 2. Электронный протокол для проведения тестирования в режиме «Завести»
Fig. 2. Electronic protocol for testing in “Start” mode

Тестируемый вводит полученные в результате опроса данные с заполненных бланков в ПЭВМ или выбирает один из представленных ответов на каждый вопрос из электронного варианта. Затем нажатием клавиши «Enter» подтверждает правильность выбора. По окончании тестирования руководителю предоставляется возможность работы в нескольких режимах: «Исправить», «Удалить», «Копировать».

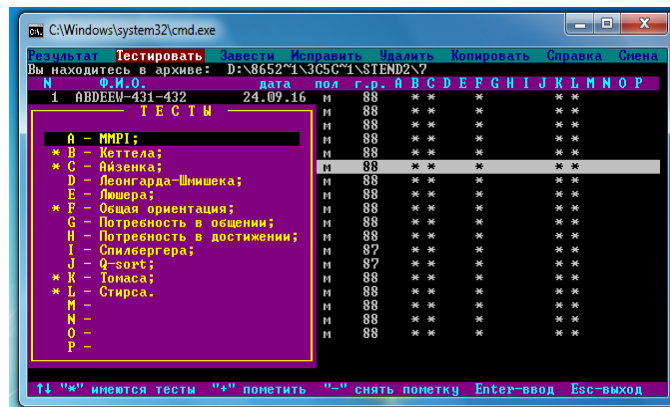


Рис. 3. Электронный протокол для проведения тестирования в режиме «Тестировать»
Fig. 3. Electronic protocol for testing in “Test” mode

Режим «Смена» предоставляет руководителю возможность смены архива (номера архива) – проверочной группы с целью проведения последующего анализа. Вывод результатов на экран производится в режиме «Результат». В электронном протоколе данные отображаются, например, в графическом режиме в виде диаграммы, представленной на рис. 4.

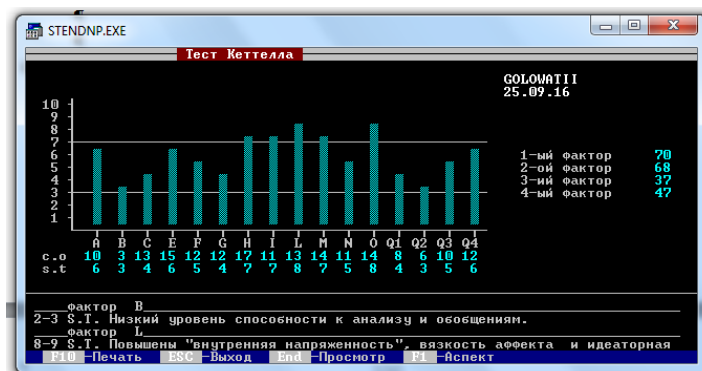


Рис. 4. Графическое представление результатов тестирования в режиме «Результат»
Fig. 4. Graphic view of test results in “Result” mode

Результат в электронном протоколе может отображаться также и в повествовательном виде (рис. 5). Для переноса результатов на бумажный носитель применяется режим «Печать».

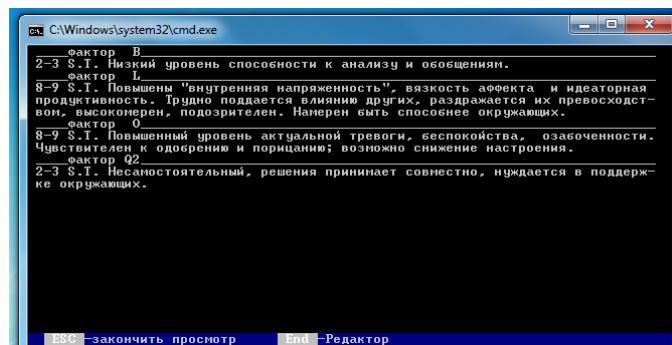


Рис. 5. Повествовательное представление результатов (по тесту Кеттелла) в электронном протоколе в режиме «Результат»

Fig. 5. Narrative presentation of results (by Kettlella test) in electronic protocol in “Result” mode

Результат в электронном протоколе может отображаться одновременно в графическом режиме в виде диаграммы и в повествовательном виде (рис. 6).

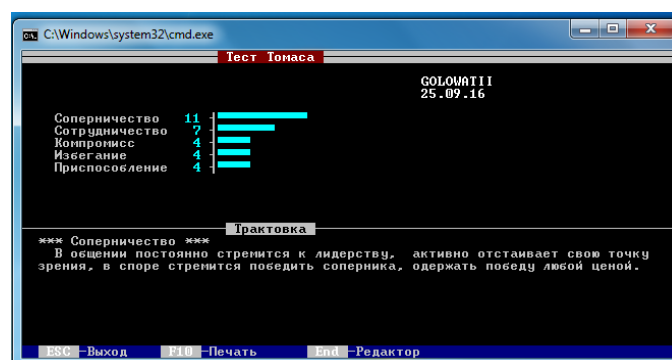


Рис. 6. Повествовательное представление результатов (по тесту Томаса) в электронном протоколе в режиме «Результат»

Fig. 6. Narrative presentation of results (by Thomas test) in electronic protocol in “Result” mode

Таким образом, первый вариант, предполагающий проведение тестирования по вопроснику фронтальным методом с последующей обработкой результатов на ПЭВМ, является более эффективным и наглядным.

На втором этапе (рис. 1) комплектуется расчет из операторов, ранее прошедших отбор, с профессионально важными качествами (X_1, X_2, \dots) относительно высокой или относительно средней величины. Разрабатываются математические модели подбора операторов для расчета ИСГС на базе ПЭВМ при наибольшей эффективности их деятельности (наименьшей величине ошибки сопровождения цели). Коэффициенты полученной регрессионной модели (b_{ij}) расчета операторов с относительно высоким уровнем профессионально важных качеств принимаются в качестве максимального уровня (K_{ijmax}) критерия подбора. Коэффициенты полученной регрессионной модели расчета операторов с относительно средним уровнем профессионально важных качеств принимаются в качестве минимального уровня (K_{ijmin}) данного критерия подбора.

На третьем этапе (рис. 1) производится контроль правильности подбора любых из ранее отобранных психологически совместимых операторов [4] для расчетов ИСВО по алгоритму, представленному на рис. 7. Для каждого из скомплектованных расчетов операторов ИСГС разрабатываются математические модели на основе регрессионного анализа [2, 3].

Коэффициенты полученных математических моделей сравниваются с имеющимися максимальными (минимальными) значениями критерия уровня подбора расчетов ИСВО на базе ПЭВМ. Если коэффициенты полученной математической модели отличаются от полученных значений критерия уровня подбора расчетов ИСВО на базе ПЭВМ, то производится изменение в комплектовании операторами каждого из расчетов.

Для вновь скомплектованных расчетов разрабатываются математические модели на основе регрессионного анализа и сравниваются полученные величины коэффициентов с критериями уровня подбора расчетов ИСВО до получения соответствия предъявляемому

критерию. Боевые расчеты, укомплектованные подобранными таким образом операторами, приступают к выполнению возложенных на них обязанностей.

Наименьшая величина среднеквадратической ошибки сопровождения цели $S(\bar{y})$ такими расчетами принимается в качестве оптимальной $S(\bar{y})_{opt}$ для косвенной оценки психофизиологического состояния (ПФС) операторов в процессе принятия управленческих решений (критерий оптимальной согласованности).

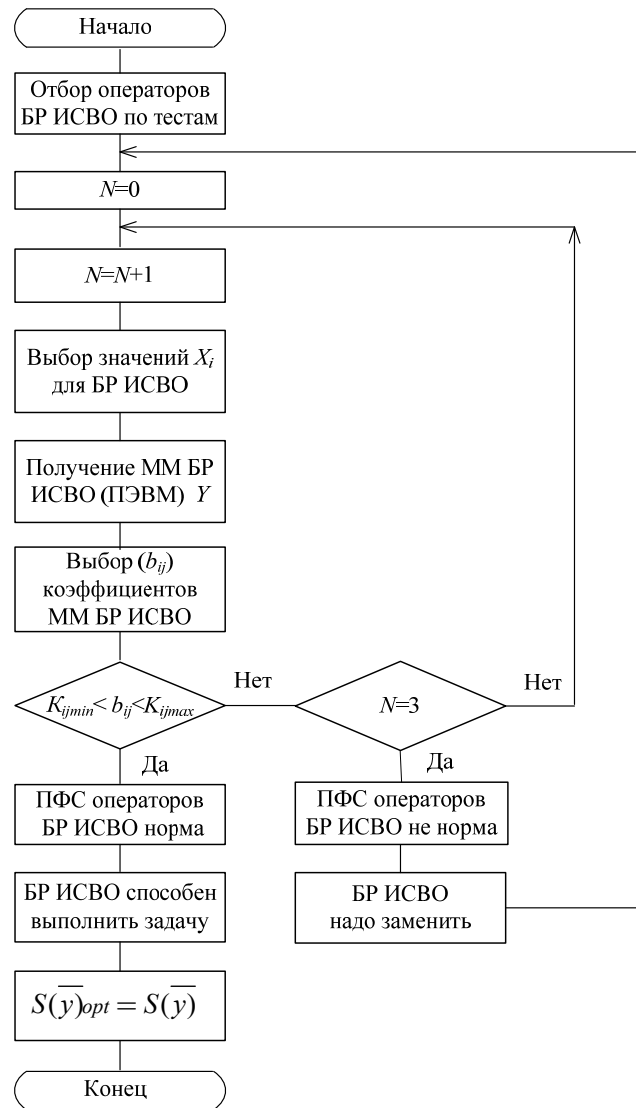


Рис. 7. Алгоритм подбора психологически совместимых операторов для БР ИСВО
Fig. 7. Algorithm for selecting psychologically compatible operators for BR SVO

На четвертом этапе (рис. 1) выполняется оперативная оценка ПФС операторов расчетов ИСГС и контроль их деятельности в соответствии с алгоритмом, представленным на рис. 8. Для этого выполняется контрольное сопровождение отметок цели в оптимальных условиях с помощью ИСГС на основе индивидуальных и групповых характеристик человека на примере звеньев системы автоматического управления [4, 5].

В качестве критерия для оценки ПФС операторов принимается диапазон изменения величины среднеквадратической ошибки сопровождения в заданных пределах от ранее [6] полученного значения $S(\bar{y})_{opt}$.

Если значение величины ошибки $S(\bar{y})$ сопровождения цели системой группового слежения на примере звеньев системы автоматического управления:

– находится в диапазоне $\pm 10\%$ от полученного значения $S(\bar{y})_{opt}$, то принимается решение об устойчивости ПФС операторов на момент времени проведения контроля, что позволяет им выполнять свои обязанности качественно;

– выходит за указанный диапазон, но не превышает предела в $\pm 20\%$ от полученного значения $S(\bar{y})_{opt}$, то принимается решение о проведении повторного контроля. Повторный контроль производится с ограничениями по количеству и возможному времени, отводимому для этого мероприятия. Отводимое количество контролей для исключения возможной ошибки должно быть не менее трех, а промежуток времени T , отводимый на проведение проверки, выбирается в зависимости от обстановки и сложности ситуации ($T_{кр}$). Чем выше сложность и ответственность принимаемых решений, тем чаще необходимо производить проверки ПФС операторов [7];

– превышает предел в $\pm 20\%$ от полученного значения $S(\bar{y})_{opt}$, то принимается решение о необходимости замены расчета операторов.

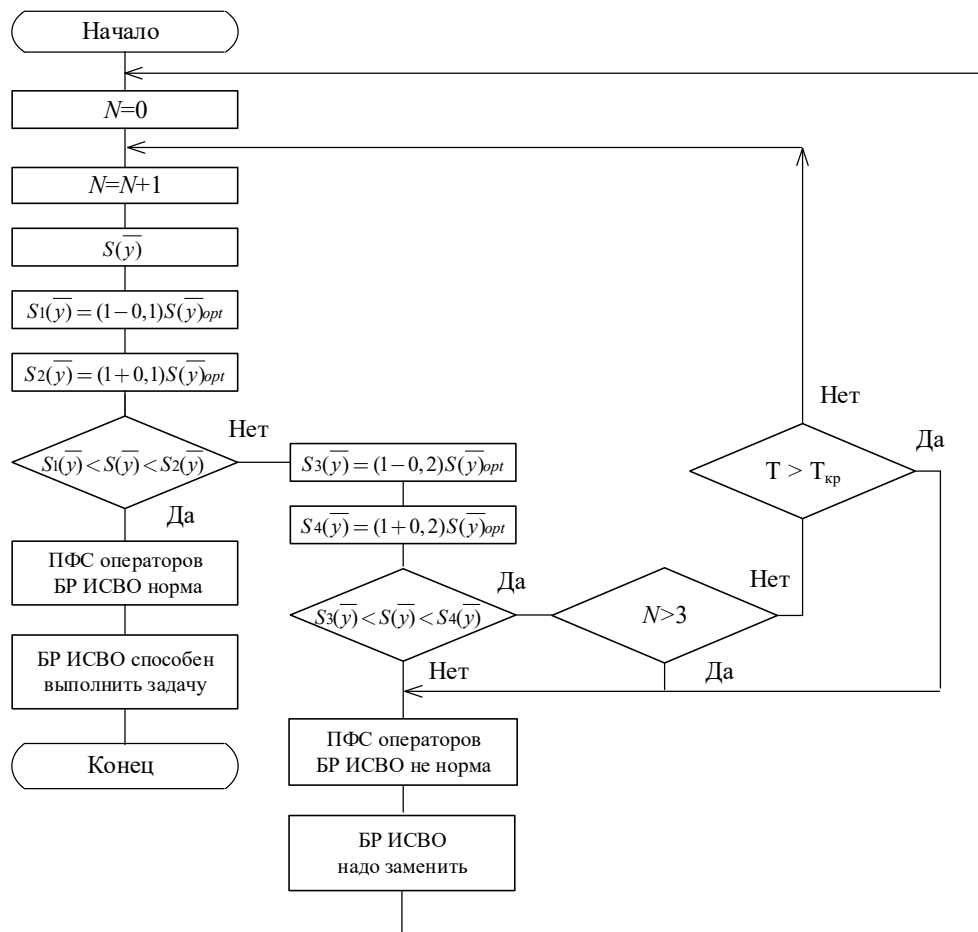


Рис. 8. Алгоритм оперативного контроля ПФС операторов БР ИСВО
Fig. 8. Algorithm of operational control of PFS operators of BR SVO

Заключение

Аппаратно-программный комплекс методик позволяет диагностировать состояние профессионально важных психофизиологических качеств у операторов ИСГС. Предложена система оперативного контроля принятия управленческих решений операторскими группами с высоким уровнем психологической совместимости.

Научная новизна результатов заключается в том, что для выявления операторов расчетов ИСВО, у которых ухудшились психофизиологические показатели, предлагается применять разработанную систему оперативного контроля. Практическая значимость –

разработана система, косвенно оценивающая ПФС операторов ИСВО по принятым критериям выходных сигналов. Это позволяет уменьшить вероятность появления ошибок в работе операторов ИСВО при выполнении управленческих решений в условиях возникновения чрезвычайных ситуаций.

Список литературы

1. Пушкарева Н.В., Гушо В.А. Средства диагностики психофизиологических показателей операторов иерархических систем высокой ответственности в экстремальных ситуациях. *Доклады БГУИР*. 2017;6(108).
2. Пушкарева Н.В., Гушо В.А. Математическое моделирование для оценки психофизиологического состояния операторов систем управления сложными техническими объектами. *Доклады БГУИР*, 2015;4(90).
3. Гринберг А.С., Горбачев Н.И., Тепляков А.А. *Технологии защиты информационных ресурсов государственного управления*. Минск; 2002.
4. Акимов В.А., Лесных В.В., Радаев Н.Н. *Основы анализа и управление риском в природной и техногенной сферах*. Москва: Деловой экспресс; 2004.
5. Ямалов И.У. *Моделирование процессов управления и принятия решений в условиях чрезвычайных ситуаций*. Москва: Лаб. Базовых Знаний; 2007.
6. Калачев Б.Ф.; под ред. Модестова С.А. *Национальная безопасность: информационная составляющая*. Москва: Российская академия государственной службы при Президенте Российской Федерации; 2000.
7. Грачев Г.; под общ. ред. Анисимова С.А., Деркача А.А. *Информационно-психологическая безопасность личности: состояние и возможности психологической защиты*. Москва; 1998.

References

1. Pushkareva N.V., Guscho V.A. [Means of diagnosing psychophysiological]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2017;6(108). (In Russ.)
2. Pushkareva N.V., Guscho V.A. [Mathematical modeling to assess the psychophysiological state of operators of complex technical objects management systems]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2015;4(90). (In Russ.)
3. Greenberg A.S., Gorbachev N.I., Teplyakov A.A. [*Technology to Protect The Information Resources of Public Administration*]. Minsk; 2002. (In Russ.)
4. Akimov V.A., Lesnykh V.V., Radaev N. N. [*Osnovy analyze i management riskom v natural'noi i technogennoy spheres*]. Moscow: Delovoy express; 2004. (In Russ.)
5. Yamalov I.U. [*Modeling of management processes and decision-making in emergency situations*]. Moscow: Lab. Basic Knowledge; 2007. (In Russ.)
6. Kalachev B.F.; pod red. Modestova S.A. [*National Security: Information Component*]. Moscow: Rossijskaya akademiya gosudarstvennoj sluzhby pri Prezidente Rossijskoj Federacii; 2000. (In Russ.)
7. Grachev G.; pod obshch. red. Anisimova S.A., Derkacha A.A. [*Information and psychological security of the personality: state and possibilities of psychological protection*]. Moscow; 1998. (In Russ.)

Сведения об авторе

Пушкарева Н.В., магистр технических наук, инженер кафедры связи Военной академии Республики Беларусь.

Information about the author

Pushkareva N.V., M.Sc, Engineer of the Department of Communication of the Military Academy of the Republic of Belarus.

Адрес для корреспонденции

220057, Республика Беларусь, г. Минск, пр. Независимости, 220, Военная академия Республики Беларусь; тел. +375-29-270-70-99; e-mail: n.guscho@gmail.com
Пушкарева Наталья Владимировна

Address for correspondence

220057, Republic of Belarus, Minsk, Nezavisimosty ave., 220, Military academy of the Republic of Belarus; tel. +375-29-270-70-99; e-mail: n.guscho@gmail.com
Pushkareva Natalia Vladimirovna



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-7-80-88>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.373.826

МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕМПЕРАТУРНОГО ПОЛЯ И РАСЧЕТ МЕХАНИЧЕСКИХ НАПРЯЖЕНИЙ ПРИ ДВУЛУЧЕВОМ ЛАЗЕРНОМ УПРАВЛЯЕМОМ ТЕРМОРАСКАЛЫВАНИИ КВАРЦЕВОГО СТЕКЛА

В.А. ЕМЕЛЬЯНОВ¹, Е.Б. ШЕРШНЕВ², С.И. СОКОЛОВ², А.Н. КУПО²

¹ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «Интеграл» (г. Минск, Республика Беларусь)

²Гомельский государственный университет им. Франциска Скорины (г. Гомель, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 16 августа 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. В работе представлены результаты моделирования процессов управляемого термораскалывания кварцевого стекла при параллельном воздействии на материал двух пучков лазерного излучения инфракрасного диапазона различной геометрии: с максимальной интенсивностью в центре и с нулевой интенсивностью в центре (кольцевое сечение). Для расчета распределения температуры в материале использовался метод функций Грина, который позволяет получить хорошо интерпретируемое решение практически для любого вида функции поверхностных источников тепла. Далее, с учетом квазистатического подхода, с использованием методов классической теории термоупругости были рассчитаны термоупругие микронапряжения как на поверхности, так и по глубине материала. Установлено, что одновременное использование двух указанных типов лазерного воздействия позволяет эффективнее управлять температурным полем и создавать предпосылки для наиболее устойчивого формирования микротрещины. Результаты моделирования показывают, что при двулучевом воздействии микромеханические напряжения, необходимые для формирования микротрещины, реализуются за более короткие интервалы времени как на поверхности, так и по глубине материала, что позволяет увеличить скорость обработки до 30 %. Усиление контроля над процессом управляемого термораскалывания позволяет существенно снизить процент брака и повысить качество получаемых изделий микроэлектроники.

Ключевые слова: лазерное излучение, термораскалывание, поглощение, температурное поле.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Емельянов В.А., Шершнев Е.Б., Соколов С.И., Купо А.Н. Моделирование температурного поля и расчет механических напряжений при двулучевом лазерном управляемом термораскалывании кварцевого стекла. Доклады БГУИР. 2021; 19(7): 80-88.

MATHEMATICAL SIMULATION OF THE PROCESSES OF TWO-BEAM LASER CONTROLLED THERMAL-SPLITTING OF QUARTZ GLASS

VICTOR A. EMELYANOV¹, EVGENY B. SHERSHNEV², SERGEY I. SOKOLOV²,
ALEKSANDER N. KUPO²

¹JSC "INTEGRAL" – the managing company of the "Integral" holding (Minsk, Republic of Belarus)

²Francisk Skaryna Gomel State University (Gomel, Republic of Belarus)

Submitted 16 August 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. The paper presents the results of modeling the processes of controlled thermal cracking of quartz glass under the parallel action of two infrared laser beams of different geometries on the material: with maximum intensity in the center and with zero intensity in the center (annular section). To calculate the temperature distribution in the material, the method of Green's functions was used, which allows us to obtain a well-interpreted solution for almost any type of function of surface heat sources. Further, taking into account the quasi-static approach, using the methods of the classical theory of thermoelasticity, thermoelastic microstresses were calculated, both on the surface and in the depth of the material. It is established that the simultaneous use of these two types of laser exposure makes it possible to control the temperature field more efficiently, and create prerequisites for the most stable formation of a microcrack. The simulation results show that with a bi-beam effect, the micromechanical stresses necessary for the formation of a microcrack are realized in shorter time intervals, both on the surface and in the depth of the material, which allows increasing the processing speed by up to 30 %. Strengthening control over the process of controlled thermal cracking can significantly reduce the percentage of defects and improve the quality of the resulting microelectronics products.

Key words: laser radiation, thermal cleavage, absorption, temperature field.

Conflict of interest. The authors declare that they have no conflicts of interest.

For citation. Emelyanov V.A., Shershnev E.B., Sokolov S.I., Kupo A.N. Mathematical simulation of the processes of two-beam laser controlled thermal-splitting of quartz glass. Doklady BGUIR. 2021; 19(7): 80-88.

Введение

Кварцевые изделия, обладая уникальным сочетанием ряда физико-химических свойств, широко применяются в электронной промышленности, в частности, кварцевое стекло используется как материал для изготовления подложки фотошаблонов, которые широко применяются в технологии производства интегральных микросхем. Одним из этапов при производстве полупроводниковых микросхем является разделение пластины с микросхемами на отдельные кристаллы, например, путем скрайбирования. Наиболее технологичным для размерной обработки кварцевых фотошаблонов является процесс управляемого лазерного термораскалывания [1–5]. Особый интерес вызывает управляемое лазерное термораскалывание с помощью двух лазерных лучей [6]. Анализ существующих методов резки кварцевых стекол показывает, что в ряде случаев они оказываются неприемлемыми для широкого внедрения в серийное производство без дополнительного глубокого изучения и исследования. В связи с этим существует необходимость в оптимизации процессов лазерного термораскалывания кварцевого стекла с целью повышения качества их обработки.

Моделирование температурного поля при воздействии на материалы лазерным излучением сложной геометрии

Для понимания физической природы процессов, протекающих при взаимодействии лазерного излучения с материалами, необходимо знать информацию о распределении

температурных полей, задача по определению которых сводится к решению неоднородного трехмерного уравнения теплопроводности [7]:

$$\frac{\partial T(r,t)}{\partial t} = a^2 \Delta T(r,t) + Q(r,t), \quad (1)$$

где $Q(r,t)$ – плотность мощности поверхностного источника тепла; a – коэффициент температуропроводности материала.

В явном виде величина $Q(r,t)$ зависит от модового состава излучения, коэффициента поглощения, распределения энергии, размеров и формы лазерного пятна на поверхности материала, поэтому рассчитывается отдельно для каждой конкретной задачи. В нашем случае она приобретает вид, описываемый формулами (2), (5) и (6).

Экспериментальные исследования лазерного термораскалывания на заданную глубину и его разновидностей [8] показывают, что для реализации этих процессов применяются лазерные пучки круглой и эллиптической формы. Наиболее широкое распространение получил метод с использованием двух лазерных лучей с различным показателем поглощения материала [4]. Важным параметром управляемого лазерного термораскалывания является глубина микротрещины, которая зависит от значений термоупругих напряжений в процессе лазерной обработки. В случае использования круглого или эллиптического лазерного пучка распределение термоупругих напряжений не всегда позволяет контролировать линию реза. За счет поверхностного поглощения таким лучом трудно контролировать распределение температуры внутри материала. Таким образом, интерес представляет также пучок с нулевой интенсивностью в центре с объемным показателем поглощения. Распределение интенсивности по сечению пучков с учетом модовой структуры опишем, используя формализм гауссова пучка [7]. В общем виде модели распределения интенсивности по сечению пучков различной геометрии для нашего случая представлены на рис. 1.

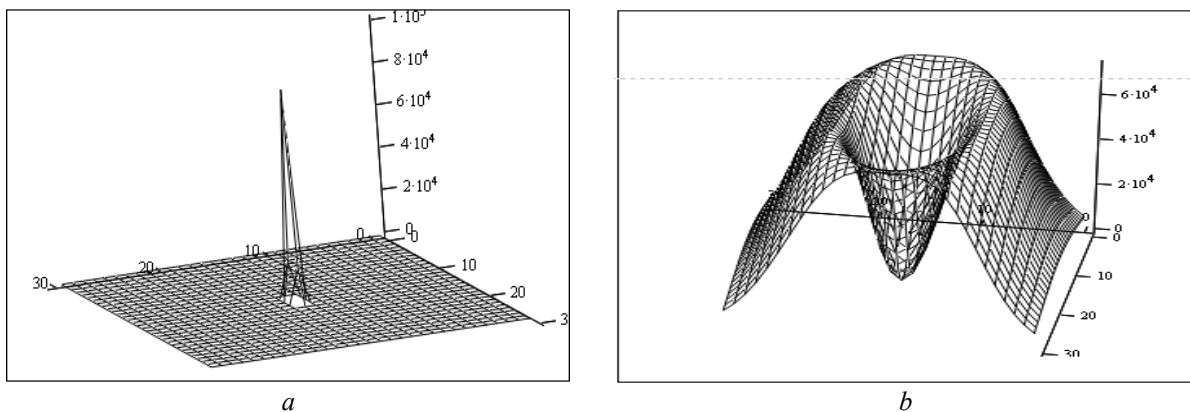


Рис. 1. Модельное распределение интенсивности гауссовых эллиптических пучков: *a* – пучок с максимальной интенсивностью в центре; *b* – пучок с нулевой интенсивностью в центре
Fig. 1. Model intensity distribution of Gaussian elliptical beams: *a* – beam with maximum intensity in the center; *b* – a beam with zero intensity in the center

Зададим общее распределение интенсивности температурного поля для движущегося эллиптического пучка с хладагентом в виде [1]

$$Q_{\text{гаусс}}(r,t) = \gamma_1 P_0 \exp\left(\frac{-(x-vt)^2}{A^2} - \frac{y^2}{B^2} - \gamma_1 z\right), \quad (2)$$

где γ_1 – коэффициент поглощения среды для лазерного пучка эллиптической формы; P_0 – плотность мощности в центре пучка; A и B – длины полуосей эллиптического гауссова пучка; v – скорость движения лазерного пучка.

Решение уравнения (1) с правой частью, определяемой (2), найдем, используя метод функции Грина [9]. Тогда решение уравнения теплопроводности можно представить в виде

$$T(r, t) = \frac{P_0 \gamma a AB}{2\lambda} \int_0^t \frac{d\tau \exp \left\{ \frac{-(x - v(t - \tau))^2}{4a\tau + A^2} - \frac{y^2}{4a\tau + B^2} \right\}}{\sqrt{(4a\tau + A^2)(4a\tau + B^2)}} f(z, \tau), \quad (3)$$

где

$$f(z, \tau) = \exp \{ \gamma^2 a \tau - \gamma z \} \operatorname{erfc} \left(\gamma \sqrt{Q\tau} - \frac{z}{2\sqrt{a\tau}} \right) + \frac{\gamma + h}{\gamma - h} \exp \{ \gamma^2 a \tau + \gamma z \} \operatorname{erfc} \left(\gamma \sqrt{a\tau} + z/2 \cdot \sqrt{a\tau} \right) - \frac{2h}{\gamma - h} \exp \{ hz + h^2 a \tau \} \operatorname{erfc} \left(z/2\sqrt{a\tau} + h\sqrt{a\tau} \right), \quad (4)$$

$\operatorname{erfc}(\rho) = 1 - \operatorname{erf}(\rho)$, $\operatorname{erf}(\rho) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^\rho e^{-u^2} du$ – интеграл вероятности; $h = \alpha / \lambda$ – относительный коэффициент теплоотдачи; α – коэффициент теплоотдачи; λ – коэффициент теплопроводности.

Выражение (5) позволяет провести полный анализ температурного режима для конкретных технологических процессов. Частные случаи приведенного решения (например, без учета теплоотдачи с поверхности) представлены в работах [10–13].

Общее распределение интенсивности температурного поля для движущегося гауссова пучка с нулевой интенсивностью в центре с хладагентом выглядит следующим образом:

$$Q_{\text{кольца}}(r, t) = \frac{\gamma_2}{\pi AB} P \left(\frac{(x - vt)^2}{A^2} + \frac{y^2}{B^2} \right) \exp \left(\frac{-(x - vt)^2}{A^2} - \frac{y^2}{B^2} \right) \exp(-\gamma_2 z), \quad (5)$$

где γ_2 – коэффициент поглощения среды, P_0 – плотность мощности, A и B – длины полуосей кольцевого пучка, v – скорость движения лазерного пучка.

В случае действия гауссова пучка с максимальной интенсивностью в центре и пучка с нулевой интенсивностью в центре, действующих одновременно, модельное представление общей интенсивности излучения определяется формулой (6) и выглядит как представлено на рис. 2.

$$Q_{\text{общее}}(r, t) = Q_{\text{гаусс}}(r, t) + Q_{\text{кольца}}(r, t) \quad (6)$$

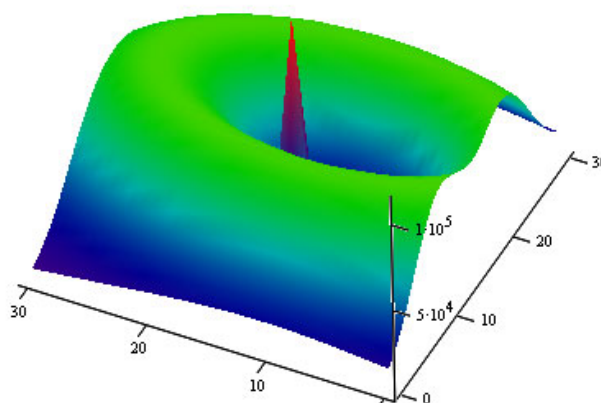


Рис. 2. Модельное распределение интенсивности гауссова эллиптического пучка с максимальной интенсивностью в центре и пучка с нулевой интенсивностью в центре, действующих одновременно
Fig. 2. Model intensity distribution of a Gaussian elliptical beam with maximum intensity at the center and a beam with zero intensity at the center, acting simultaneously

С учетом вышеизложенного для вычисления значений температуры в различных точках обрабатываемой поверхности с течением времени можно использовать выражение

$$T(x, y, z, t) = \int_0^t \int_0^z \int_0^y \int_0^x Q_{\text{общее}}(x, y, z, t) \sigma(x, y, z, x', y', z', t, t') dx' dy' dz' dt'. \quad (7)$$

Таким образом, получено наиболее общее решение неоднородного уравнения теплопроводности с учетом объемного поглощения, теплоотдачи с поверхности при использовании гауссова пучка с максимальной интенсивностью в центре и пучка с нулевой интенсивностью в центре. Это дает возможность исследовать распределение температурных полей для всех возможных вариантов осуществления процесса управляемого термораскалывания кварцевого стекла.

Однако знание распределения температурных полей не всегда достаточно для выявления физики процесса термораскалывания. В ряде случаев необходимо рассмотреть напряженное состояние с позиций классической теории термоупругости [14–15].

Получены следующие выражения для полей напряжений σ_{ik}^* , возникающих при одновременном воздействии пучков с максимальной интенсивностью в центре и с нулевой интенсивностью в центре:

$$\begin{aligned} \sigma_{11}^* &= \sigma_{22}^* + \sigma_{33}^* \\ \sigma_{22}^* &= -k \int_0^t d\tau \left[-\frac{hz}{2a\tau} - \frac{1}{2a\tau} + \frac{z^2}{(2a\tau)^2} + h^2 - Fh^2 \right] F_1 F_2 \\ \sigma_{23}^* &= -2k \int_0^t d\tau \beta y (-z/(2a\tau) + h - Fh) F_1 F_2 \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{33}^* &= -k \int_0^t d\tau (4\beta^2 y^2 - 2\beta)(1 - F) F_1 F_2 \\ F &= \sqrt{\pi a \tau} h \exp\{hz - h^2 a \tau + z^2/(4a\tau)\} \operatorname{erfc}\left(z/(2\sqrt{a\tau} + h\sqrt{a\tau})\right) \\ F_1 &= \exp\{-y^2 \beta - z^2/(4a\tau)\} (\beta/\tau)^{1/2} \\ F_2 &= \operatorname{erfc}(v(t - \tau)/A - 2) + \operatorname{erfc}(z) \\ \beta &= (4a\tau + B^2)^{-1} \\ k &= \frac{1+v}{1-v} \alpha_T a P_0 \sqrt{a} ABG / (\lambda v) \\ \sigma_{22}^{**} &= k \int_0^t d\tau F_2 \{-z(F_+ - F_-) - 2(R_+ - R_-)F_3 + (N_+ + N_-)(1 - F_3 z)\} \\ \sigma_{23}^{**} &= ik \int_0^t d\tau F_2 \{z(F_+ - F_-) + F_3 [R_+ - R_- - z(N_+ + N_-)]\} \\ \sigma_{33}^{**} &= k \int_0^t d\tau F_2 \{z(F_+ - F_-) + (N_+ + N_-)(1 - F_3 z)\} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} R_{\pm} &= \frac{1}{\sqrt{\pi r}} \left(\sqrt{\pi} \beta^{3/2} (z \pm iy) e^{\beta(z \pm iy)^2} \operatorname{erfc}[\sqrt{\beta}(z \pm iy)] - \beta \right) \\ F_{\pm} &= -\frac{4\beta^2}{\sqrt{\pi \tau}} \left\{ 1 + \beta(z \pm iy)^2 - \sqrt{\pi} \left[\frac{2}{3} \sqrt{\beta}(z \pm iy) + \beta^{3/2} (z \pm iy)^3 \right] \exp[(z \pm iy)^2 \beta] \operatorname{erfc}[\sqrt{\beta}(z \pm iy)] \right\} \\ N_{\pm} &= (\beta^{3/2} / \sqrt{\pi \tau}) \left\{ 2\sqrt{\beta}(z \pm iy) - \sqrt{\pi} [1 + \beta 2(z \pm iy)^2] \exp[(z \pm iy)^2 \beta] \operatorname{erfc}[\sqrt{\beta}(z \pm y)] \right\}. \end{aligned}$$

Сумма напряжений $\sigma_{ik} = \sigma_{ik}^* + \sigma_{ik}^{**}$ определяет напряженное состояние, возникающее в изотропном полубесконечном пространстве при нагреве его поверхности движущимся пучком с максимальной интенсивностью и с нулевой интенсивностью в его центре. Одновременное использование гауссова пучка с максимальной интенсивностью в центре

и пучка с нулевой интенсивностью в центре позволяет эффективнее управлять температурным полем за счет использования второго луча с объемным показателем поглощения, что сказывается на более устойчивом формировании микротрещины.

В результате лазерного нагрева в стекле возникают сжимающие напряжения. В момент подачи хладагента происходит скачкообразное изменение знака и величины напряжений вследствие очень быстрого охлаждения локальной области стекла. Температура на поверхности достигает максимальных значений через 0,2–0,4 с на расстоянии, равном 1–2 линейного размера лазерного пятна на поверхности от центра лазерного пучка. По глубине стекла максимум температуры достигается в более поздние моменты времени – через 0,4–0,8 с. После достижения максимальных значений температуры происходит ее спад и постепенное выравнивание по глубине стекла. Следовательно, зона охлаждения должна располагаться на расстоянии, большем, чем расстояние от центра пучка до точки максимального нагрева стекла на поверхности. Разработанная математическая модель позволяет рассчитать напряжения, возникающие при лазерном воздействии на кварцевое стекло по глубине (рис. 3), при этом можно контролировать глубину микротрещины. Следует отметить, что в случае использования только кольцевого пучка сжимающие напряжения являются более локализованными, чем при использовании только гауссова пучка (рис. 4), что дает дополнительную возможность управлять развитием микротрещины.

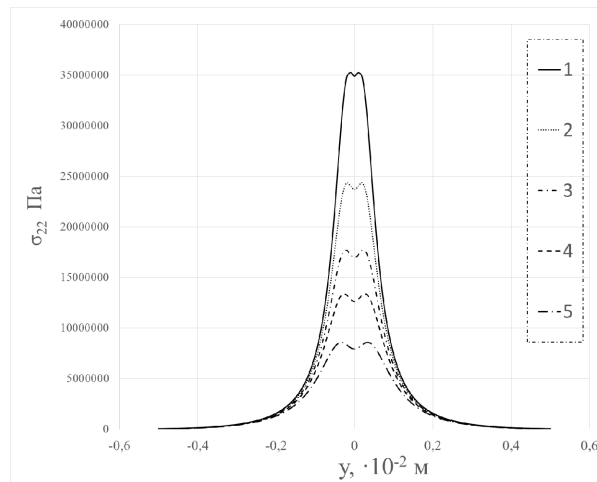


Рис. 3. Распределение сжимающих напряжений в кварцевом стекле в направлении, перпендикулярном движению гауссова и кольцевого лазерных пучков на различной глубине: 1 – 0 м; 2 – $1 \cdot 10^{-4}$ м; 3 – $2 \cdot 10^{-4}$ м; 4 – $3 \cdot 10^{-4}$ м; 5 – $4 \cdot 10^{-4}$ м

Fig. 3. Distribution of compressive stresses in silica glass in a direction perpendicular to the motion of a Gaussian and ring laser beams at different depths: 1 – 0 m; 2 – $1 \cdot 10^{-4}$ m; 3 – $2 \cdot 10^{-4}$ m; 4 – $3 \cdot 10^{-4}$ m; 5 – $4 \cdot 10^{-4}$ m

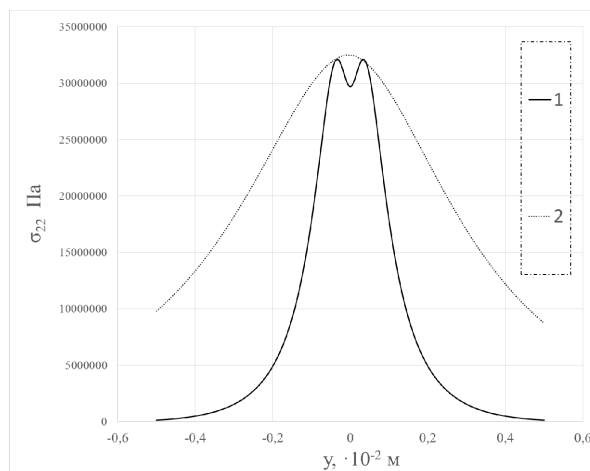


Рис. 4. Распределение сжимающих напряжений в кварцевом стекле в направлении, перпендикулярном движению: 1 – для движущегося кольцевого пучка; 2 – для движущегося гауссова пучка

Fig. 4. Distribution of compressive stresses in quartz glass in the direction perpendicular to the motion: 1 – for a moving annular beam; 2 – for a moving Gaussian beam

Например, согласно расчетам (рис. 3) при уровне прочности, составляющем $3 \cdot 10^8$ Па, в кварцевом стекле будет развиваться микротрещина, глубина которой составит порядка $0,5 \cdot 10^4$ м при скорости обработки 13 мм/с и плотности мощности лазеров $10 \cdot 10^6$ Вт/м². Одновременное использование гауссова пучка с максимальной интенсивностью в центре и пучка с нулевой интенсивностью в центре позволяет увеличить скорость обработки на 30 % с 10 до 13 мм/с, не нарушая устойчивость микротрещины.

В качестве источника лазерного излучения с поверхностным поглощением целесообразно использовать СО₂-лазер с длиной волны 10,6 мкм, излучение которого поглощается в приповерхностном слое, а в качестве источника лазерного излучения с объемным поглощением – YAG-лазер с длиной волны 1,06 мкм, у которого излучение обладает низким коэффициентом поглощения для кварцевого стекла.

Предлагаемая модель процесса позволяет производить вполне удовлетворительные оценки технологических параметров процесса термораскалывания. Расчетные значения глубины микротрещины завышены на 10–15 %, что может быть связано с нестабильностью серийных СО₂-лазеров, достигающей порядка 10 %.

Заключение

Результатом работы стала универсальная модель процесса лазерного управляемого термораскалывания стекла, позволившая проанализировать влияние различных факторов, в том числе временную и пространственную симметрию теплового лучистого потока по отношению к траектории перемещения, на распределение термоупругих полей в кварцевом стекле, что увеличивает производительность разделения кварцевой заготовки на фотошаблоны на 30 %. Установлено, что плотность мощности для осуществления термораскалывания кварцевого стекла лежит в интервале $(5-20) \cdot 10^6$ Вт/м², при скорости обработки 10–15 мм/с. Погрешность моделирования составляет 10–15 %.

Список литературы

1. Shalupaev S.V., Serdyukov A.N., Mityurich G.S., Alekseyuk M., Sereda A.A. The Analysis of Laser Thermosplitting of Fragile Materials by Using of Special Geometry Beams. *Ceramics. Polish ceramic bulletin*. 2001;65:75.
2. Сысоев В.К., Папченко Б.П., Захарченко А.В., Вятлев П.А. Увеличение эффективности управляемого лазерного термораскалывания диэлектрических материалов. *Оптический журнал*. 2004;71(2):65.
3. Tsai C., Chen H. Laser cutting of thick ceramic substrates by controlled fracture technique. *Journal of materials processing technology*. 2003;136:166.
4. Шершнева Е.Б., Свиридова В.В., Соколов С.И. Оптимизация процесса лазерного управляемого параллельного термораскалывания хрупких неметаллических материалов. *Международный научно-практический журнал. Чрезвычайные ситуации: образование и наука*. 2008;3(1):90-96.
5. Шершнева Е.Б., Никитюк Ю.В., Шолох В.Ф., Соколов С.И. Лазерное управляемое термораскалывание кристаллического кварца. *Гомельский научный семинар по теоретической физике, посвященный 100-летию со дня рождения Ф.И. Федорова, 20–22 июня 2011 г.: материалы*. Гомель: ГГУ им. Ф. Скорины. 2011;261-265.
6. Шалупаев С.В., Шершнева Е.Б., Никитюк Ю.В., Середина А.А. Двухлучевое лазерное термораскалывание хрупких неметаллических материалов. *Оптический журнал*. 2005;73(5):62-66.
7. Прохоров А.И., Конов В.И., Урсу И., Михэилеску И.Н. *Взаимодействие лазерного излучения с металлами*. Москва: Наука; 1988: 538.
8. Кондратенко В.С., Танасейчук А.С., Шершнева Е.Б. Новые эффективные способы лазерной обработки листового стекла. *Электронная техника. Серия II. Лазерная техника и оптоэлектроника*. 1986;40(4):38-45.
9. Карслоу Г., Егер Д. *Теплопроводность твердых тел*. Москва: Наука; 1964.
10. Nissim Y.I., Lietoila A., Gold R.B., Gibbons J.F. Temperature distributions produced in semiconductors by a scanning elliptical or circular cw laser beam. *J. Appl. Phys*. 1980;51(1):274-279.
11. Кондратенко В.С., Сердюков А.Н. Расчет температурных полей при лазерном управляемом термораскалывании. *Электронная техника. Серия II. Лазерная техника и оптоэлектроника*. 1984;31(5):62-66.

12. Sanders D.J. Temperature distributions produced by scanning Gaussian laser beams. *Applied optics*. 1984;23(1):30-35.
13. Кондратенко В.С., Сердюков А.Н., Шалупаев С.В. Лазерный нагрев материалов при термораскалывании с учетом теплоотдачи. *Электронная техника. Серия II. Лазерная техника и оптоэлектроника*. 1987;41(1):7-10.
14. Паркус Г. *Неустановившиеся температурные напряжения*. Москва: Физматгиз; 1963.
15. Боли Б., Уэйнер Дж. *Теория температурных напряжений*. Москва: Мир; 1964.

References

1. Shalupaev S.V., Serdyukov A.N., Mityurich G.S., Aleksiejuk M., Sereda A.A. The Analysis of Laser Thermosplitting of Fragile Materials by Using of Special Geometry Beams. *Ceramics. Polish ceramic bulletin*. 2001;65:75.
2. Sysoev V.K., Papchenko B.P., Zakharchenko A.V., Vyatlev P.A. [Increasing the efficiency of controlled laser thermal cleaving of dielectric materials]. *Optical journal*. 2004;71(2):65. (In Russ.)
3. Tsai C., Chen H. Laser cutting of thick ceramic substrates by controlled fracture technique. *Journal of materials processing technology*. 2003;136:166.
4. Shershnev E.B., Sviridova V.V., Sokolov S.I. [Optimization of the process of laser controlled parallel thermal splitting of brittle non-metallic materials]. *International scientific and practical journal. Emergencies: Education and Science*. 2008;3(1):90-96. (In Russ.)
5. Shershnev E.B., Nikityuk Yu.V., Sholokh V.F., Sokolov S.I. [Laser controlled thermal cleavage of crystalline quartz]. *Gomel scientific seminar on theoretical physics dedicated to the 100th anniversary of the birth of F.I. Fedorov, June 20–22, 2011: materials*. Gomel: GSU im. F. Skorina. 2011;261-265. (In Russ.)
6. Shalupaev S.V., Shershnev E.B., Nikityuk Yu.V., Sereda A.A. [Two-beam laser thermal splitting of brittle nonmetallic materials]. *Optical Journal*. 2005;73(5):62-66. (In Russ.)
7. Prokhorov A.I., Konov V.I., Ursu I., Mikheilesku I.N. [Interaction of laser radiation with metals]. Moscow: Nauka; 1988: 538. (In Russ.)
8. Kondratenko V.S., Tanaseichuk A.S., Shershnev E.B. [New effective methods of laser processing of sheet glass]. *Elektronnaya tekhnika. Seriya II. Lazernaya tekhnika i optoelektronika*. 1986;40(4):38-45. (In Russ.)
9. Carslow G., Jaeger D. [Thermal conductivity of solid bodies]. Moscow: Nauka; 1964. (In Russ.)
10. Nissim Y.I., Lietoila A., Gold R.B., Gibbons J.F. Temperature distributions produced in semiconductors by a scanning elliptical or circular cw laser beam. *J. Appl. Phys*. 1980;51(1):274-279.
11. Kondratenko V.S., Serdyukov A.N. [Calculation of temperature fields in controlled laser thermal splitting]. *Elektronnaya tekhnika. Seriya II. Lazernaya tekhnika i optoelektronika*. 1984;31(5):62-66. (In Russ.)
12. Sanders D.J. Temperature distributions produced by scanning Gaussian laser beams. *Applied optics*. 1984;23(1):30-35.
13. Kondratenko V.S., Serdyukov A.N., Shalupaev S.V. [Laser heating of materials with thermal splitting taking into account heat transfer]. *Elektronnaya tekhnika. Seriya II. Lazernaya tekhnika i optoelektronika*. 1987;41(1):7-10. (In Russ.)
14. Parkus G. [Transient temperature stresses]. Moscow: Fizmatgiz; 1963. (In Russ.)
15. Boli B., Weiner J. [Theory of temperature stresses]. Moscow: Mir; 1964. (In Russ.)

Вклад авторов

Емельянов В.А., Шершнева Е.Б. разработали математическую модель процесса двулучевого лазерного термораскалывания кварцевого стекла.

Купо А.Н., Соколов С.И. реализовали математическую модель процесса двулучевого лазерного термораскалывания кварцевого стекла, провели анализ полученных результатов.

Authors' contribution

Emelyanov V.A., Shershnev E.B. developed the mathematical model of the process of double-beam laser thermal cleaving of quartz glass.

Coupeau A.N., Sokolov S.I. implemented the mathematical model of the process of double-beam laser thermal cleaving of quartz glass and analyzed the results obtained.

Сведения об авторах

Емельянов В.А., д.т.н., профессор, член-корр. Национальной академии наук Беларуси, член Международного института инженеров по электротехнике и электронике, заслуженный изобретатель Республики Беларусь.

Шершневы Е.Б., к.т.н., доцент, заведующий кафедрой общей физики Гомельского государственного университета им. Франциска Скорины.

Купо А.Н. к.т.н., доцент, начальник информационно-вычислительного центра Гомельского государственного университета им. Франциска Скорины.

Соколов С.И., старший преподаватель кафедры общей физики Гомельского государственного университета им. Франциска Скорины

Адрес для корреспонденции

246019, Республика Беларусь,
г. Гомель, ул. Советская, 104,
Гомельский государственный
университет им. Франциска Скорины;
тел. 8 -0232-50-38-17;
e-mail: sokolov@gsu.by
Соколов Сергей Иванович

Information about the authors

Emelyanov V.A., D.Sc., Professor, Corresponding Member of the National Academy of Sciences of Belarus, Member of the International Institute of Electrical and Electronic Engineers, Honored Inventor of the Republic of Belarus.

Shershnev E.B., PhD, Associate Professor, Head of the Department of General Physics of Francisk Skorina Gomel State University.

Kupo A.N., PhD, Associate Professor, Head of the Information and Computing Center of Francisk Skorina Gomel State University.

Sokolov S.I., Senior Lecturer at the Department of General Physics of Francisk Skorina Gomel State University.

Address for correspondence

246019, Republic of Belarus,
Gomel, Sovietskaya Str., 104,
Francisk Skorina
Gomel State University;
tel. 8 -0232-50-38-17;
e-mail: sokolov@gsu.by
Sokolov Sergey Ivanovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-7-89-98>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.396

СПОСОБ ДЛИТЕЛЬНОГО КОГЕРЕНТНО-НЕКОГЕРЕНТНОГО НАКОПЛЕНИЯ СИГНАЛА ПРИ НЕНУЛЕВЫХ ВЫСШИХ ПРОИЗВОДНЫХ ДАЛЬНОСТИ ДО РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ЦЕЛИ

С.В. КОЗЛОВ, ЛЕ ВАН КЫОНГ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 16 сентября 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. Обоснован способ длительного комбинированного накопления отраженного сигнала, предусматривающий разделение его на непересекающиеся подпачки, когерентное накопление в подпачках с использованием одного из быстрых алгоритмов и последующее некогерентное накопление квадратов модулей результатов обработки подпачек. Отличительной особенностью способа является использование при некогерентном накоплении максимумов квадратов модулей результатов когерентной обработки, выбираемых из областей дальность/радиальная скорость в соответствии с заданной гипотезой о минимальном и максимальном значениях радиальной скорости цели и настройки канала обнаружения по радиальному ускорению. Работоспособность способа подтверждена путем имитационного моделирования. С использованием теорий порядковых статистик и метода моментов разработана методика расчета вероятности правильного обнаружения. Выполнены оценки потерь при обработке в сравнении с алгоритмами когерентного и некогерентного накопления для сигнала, отраженного от точечной цели, для случая, когда миграция дальности и частоты отсутствует. Приведены оценки для требуемого числа каналов приемника.

Ключевые слова: комбинированное накопление, быстрое преобразование Фурье, радиальная скорость, радиальное ускорение, производная ускорения, потери накопления.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Козлов С.В., Ле Ван Кыонг. Способ длительного когерентно-некогерентного накопления сигнала при ненулевых высших производных дальности до радиолокационной цели. Доклады БГУИР. 2021; 19(7): 89-98.

METHOD FOR LONG-TERM COHERENT-NONCOHERENT SIGNAL ACCUMULATION WITH NON-ZERO HIGHER DERIVATIVES RANGE TO RADAR TARGET

SERGEI V. KOZLOV, LE VAN CUONG

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 16 September 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. A method of long-term combined accumulation of the reflected signal is justified, which provides for its division into disjoint subsets, coherent accumulation in subsets using one of the fast algorithms and subsequent incoherent accumulation of the squares of the modules of the results of processing the subsets. A distinctive method's feature is the use with incoherent accumulation of maxima of the squares of the moduli of the coherent processing results, that are selected from the range / radial velocity regions in accordance with a given hypothesis about the minimum and maximum values of the target radial velocity and the radial acceleration detection channel setting. The efficiency of the method was confirmed by simulation modeling. Using the theories of ordinal statistics and the method of moments, a method for calculating the probability of correct detection is developed. Estimates of processing losses are made in comparison with coherent and incoherent accumulation algorithms for a signal reflected from a point target, for the case when there is no range and frequency migration. Estimates for the required number of receiver channels are given.

Keywords: combined accumulation, fast Furie transform, radial velocity, radial acceleration, acceleration derivative, accumulation loss.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Kozlov S.V., Le Van Cuong. Method for long-term coherent-noncoherent signal accumulation with non-zero higher derivatives range to radar target. Doklady BGUIR. 2021; 19(7): 89-98.

Постановка задачи

Трудности, возникающие при разработке алгоритмов длительного когерентного накопления отраженного сигнала при ненулевых высших производных дальности до радиолокационной цели, заключаются не только в парировании (без существенных энергетических потерь) указанного фактора, но и в необходимости организации большого числа каналов обработки с последующим анализом их выходных сигналов. В работе [1] предложен базовый, а в [2] на основе базового предложены «быстрые» (экономичные в вычислительном плане) алгоритмы длительного когерентного накопления (КН) при наличии миграции по дальности и ее производным и выполнена оценка требуемого числа каналов обработки.

При обнаружении без априорных данных о параметрах движения (радиальные скорость, ускорение и производная ускорения) радиолокационных целей число каналов может составить десятки – сотни тысяч, что существенно затрудняет реализацию приемника. Снижение числа каналов может быть достигнуто за счет применения комбинированного накопления: когерентной обработки в подпачках и некогерентного накопления полученных результатов.

Цель статьи – обоснование способа комбинированного когерентно-некогерентного накопления отраженного сигнала при ненулевых высших производных дальности до радиолокационной цели.

Обоснование способа обработки

Как следует из [2], число каналов приемника при КН пропорционально шестой и третьей степени времени $T_{\text{кн}}$ когерентного накопления для случаев соответственно, если учет производной ускорения при обработке является необходимым или такая необходимость отсутствует. Следовательно, если уменьшить время КН в Q раз, то число каналов уменьшится в Q^6 или Q^3 раз. Далее все обозначения в статье соответствуют используемым в [1, 2] и включают следующие: Δf_0 – ширина спектра зондирующего сигнала (ЗС); K – число импульсов в пачке; $T_r = \text{const}$ – период повторения импульсов ЗС; $t_k = kT_r$, $k = \overline{0, K-1}$ – моменты времени, соответствующие началу k -го периода повторения; $t_m = m / F_s$, $m = \overline{0, M-1}$ – моменты времени в пределах одного периода повторения; M – число отсчетов на каждом периоде

повторения; F_s – частота дискретизации; V_{0r}, a_r, a_r' – начальные радиальная скорость, радиальное ускорение и скорость изменения радиального ускорения цели; V_{0s}, a_s, a_s' – опорные значения начальных радиальных скорости, ускорения и производной ускорения при обработке; f_0 – несущая частота; $c = 3 \cdot 10^8$ м/с; $\lambda = c / f_0$ – длина волны.

Разделим пачку на $q = 0, Q-1$ непересекающихся подпачек одинаковой длительности. Каждая подпачка будет содержать K/Q импульсов. Будем полагать, что за длительность пачки цель остается в пределах одного диапазона «грубой» [1, 2] доплеровской скорости. Так как обработка проводится для Q подпачек, то выигрыш в объеме вычислений для указанных выше случаев уменьшится в Q раз и составит Q^5 или Q^2 раз соответственно.

Отметим, что, например, для $T_{\text{кн}} = 1$ с и $Q=10$ получим длительность КН по подпачке $T_{\text{кн1}} = T_{\text{кн}} / Q = 0,1$ с. Разрешающая способность по производной радиального ускорения при обработке подпачки составит $\Delta a' = 1,414\lambda / T_{\text{кн1}}^3$ [2]. При $\lambda = 0,3 \dots 0,03$ м получим $\Delta a' = 4,2 \dots 42$ м/с³. Эти значения производной радиального ускорения практически недостижимы для реальных целей, поэтому на практике при разделении сигнала на подпачки учет произвольной радиального ускорения в большинстве случаев не требуется. Поэтому выигрыш в объеме вычислений при комбинированном накоплении может быть оценен в Q^2 раз.

В результате применения алгоритма на основе компенсации миграции дальности и преобразования Фурье или алгоритма обработки на основе частичной компенсации миграции дальности и преобразования замкового камня [2] к каждой подпачке для некоторых значений ускорения a_s и начальной радиальной скорости V_{0s} будет образовано $q = 0, Q-1$ матриц $|\dot{G}_q(t_m, F_k)|$ результатов обработки. По каждой q -й матрице возможно решение задачи обнаружения цели и (или) некогерентное накопление с использованием всех матриц.

Рассмотрим характерные для комбинированного накопления энергетические соотношения. Пусть отношение сигнал/шум (ОСШ) на выходе устройства когерентного накопления для нефлуктуирующей пачки сигналов при отражении от точечной цели равно ρ , тогда ОСШ по одной подачке будет $\rho_{\text{пн}} = \rho / Q$. Примем $\rho = 20$ дБ, что соответствует типовому значению на дальней границе зоны обнаружения РЛС, $Q=10$, тогда $\rho_{\text{пн}} = 10$ дБ.

При таком значении $\rho_{\text{пн}}$ сигнал не будет существенно выделяться на парциальных радиолокационных изображениях, сформированных по каждой подпачке, но его энергия достаточна для эффективного некогерентного накопления (НН). Потери некогерентного накопления в сравнении с когерентным при нефлуктуирующем отраженном сигнале и $Q=10$ составят около 2 дБ [4, 5]. Рассматриваемая ситуация иллюстрируется на рис. 1, где показано исходное яркостное радиолокационное изображение (РЛИ), сформированное в результате согласованной фильтрации одиночных импульсов, и композитное РЛИ при когерентной обработке каждой подпачки, полученное путем выбора максимумов по доплеровской частоте для каждого отсчета по дальности. Число столбцов отсчетов композитного РЛИ по подпачкам в столбцах равно Q . Элементы композитного $|\dot{G}_\Sigma(q, t_m)|^2$ РЛИ формировались по правилу

$$|\dot{G}_\Sigma(q, t_m)|^2 = \max_k |\dot{G}_q(t_m, F_k)|^2, \quad (1)$$

то есть из соответствующего столбца РЛИ для каждой подпачки выбирался максимальный элемент.

Как видно из рис. 1, обнаружение цели по исходному РЛИ затруднительно, так как ОСШ по каждому импульсу пачки составляет 0 дБ. При обработке подпачек ОСШ по каждой подпачке возрастает в 10 раз до 10 дБ, поэтому полезный сигнал при обработке каждой подпачки гораздо лучше выделяется над шумами. Особенно отчетливо это проявляется при объединении результатов обработки подпачек на одном РЛИ согласно (1). Отметим также

характерный вид полученного РЛИ, где наличие цели проявляется в виде характерной прямой или изогнутой (в зависимости от радиального ускорения) яркой линии на фоне шумовых выбросов меньшей интенсивности.

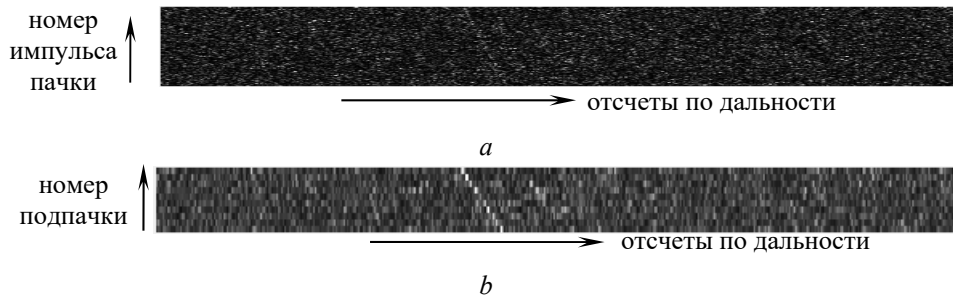


Рис. 1. Иллюстрация результатов обработки подпачек импульсов, $\rho=20$ дБ: *a* – исходное РЛИ – результат согласованной фильтрации одиночных сигналов; *b* – композитное РЛИ при выборе максимального элемента в столбце из каждого парциального РЛИ

Fig. 1. Illustration of the results of processing pulse sub-packs $\rho=20$ dB: *a* – original radar image – the result of matched filtering for single signals; *b* – composite radar image when selecting the maximum element in a column from each partial radar image

Сформируем алгоритм некогерентного накопления парциальных РЛИ – результатов когерентного накопления подпачек. Пусть по парциальным РЛИ $|\dot{G}_q(t_m, F_k)|^2$ проверяется гипотеза о наличии цели, максимум отраженного сигнала от которой при $q=0$ находится в отсчете в пределах периода повторения с номером m , однозначная начальная радиальная скорость находится в диапазоне $V_{0\min} \dots V_{0\max}$, а радиальное ускорение соответствует параметру настройки канала обработки и составляет a_s . Тогда для q -й пачки максимум парциального РЛИ должен находиться в столбцах с номерами от

$$n_1(q, a_s) = m + \left\lceil \frac{2F_s}{c} \left(V_{0\min} \frac{q}{Q} T_{\text{кн}} + \frac{1}{2} a_s \left(\frac{q}{Q} T_{\text{кн}} \right)^2 \right) \right\rceil \quad (2)$$

до

$$n_2(q, a_s) = m + \left\lceil \frac{2F_s}{c} \left(V_{0\max} \frac{q}{Q} T_{\text{кн}} + \frac{1}{2} a_s \left(\frac{q}{Q} T_{\text{кн}} \right)^2 \right) \right\rceil. \quad (3)$$

Выберем из этих столбцов максимальный отсчет

$$B_q = \max_{k; m \in [n_1, n_2]} |\dot{G}_q(t_m, F_k)|^2 \quad (4)$$

и просуммируем эти максимумы для подпачек:

$$\Psi(m, V_{0\min}, V_{0\max}, a_s) = \sum_{q=0}^{Q-1} B_q. \quad (5)$$

Функция $\Psi(m, V_{0\min}, V_{0\max}, a_s)$ представляет собой решающую статистику при обнаружении отраженного сигнала с возможными значениями начальной радиальной скорости $V_{0\min} \dots V_{0\max}$ и заданным радиальным ускорением a_s , максимум которого находится в m -м отсчете. Сравнивая решающую статистику с порогом, принимаем решение о наличии цели и формируем грубую оценку скорости цели. В отличие от стандартного алгоритма НН [5, 6], решающая статистика (5) формируется при предварительном выборе (2)–(4) квадрата модуля максимального отсчета из заданной области по времени задержки/неоднозначной радиальной скорости. Отметим, что в отличие от оптимального алгоритма комбинированного накопления [5, с. 214, 230] выбор числа подпачек обусловлен не междупериодным коэффициентом

корреляции флуктуаций отраженного сигнала и отношением сигнал/шум, а исключительно соображениями снижения вычислительной сложности при допустимых потерях при обработке.

Примеры моделирования

На рис. 2 приведен пример последовательной реализации когерентного накопления в подпачках ($Q=10$), объединения полученных РЛИ путем выбора максимумов и расчета решающей статистики (5). Расчеты проведены при $\rho = 20$ дБ, $V_{0r} = V_{0s} = -500$ м/с, $a_r = a_s = -10$ м/с², $V_{0\min} = -600$ м/с, $V_{0\max} = -400$ м/с. Направления осей соответствует рис. 1, вертикальная ось на рис. 2, с в соответствии решающей статистике Ψ .

ОСШ по одному импульсу пачки невелико, поэтому на исходном РЛИ сигнал практически не наблюдается. После КН по подпачкам ОСШ возрастает, и сигнал может быть обнаружен визуально (рис. 2, b).

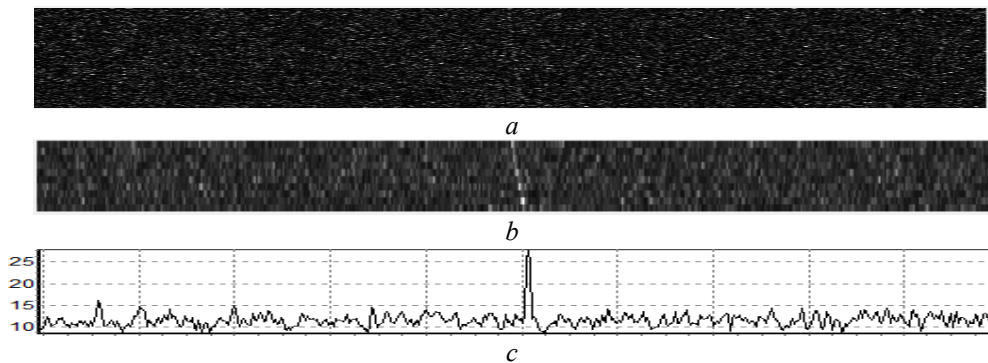


Рис. 2. Иллюстрация последовательной когерентной обработки в подпачках и некогерентного накопления, $\rho=100$: *a* – исходное РЛИ – результат согласованной фильтрации одиночных сигналов; *b* – РЛИ – результат когерентного накопления в подпачках с выбором максимумов; *c* – результат некогерентного накопления

Fig. 2. Illustration of sequential coherent processing in sub-packs and noncoherent accumulation, $\rho=100$: *a* – original radar image – the result of matched filtering for single signals; *b* – radar image – the result of coherent accumulation in sub-packs with a choice of maxima; *c* – noncoherent accumulation result

В результате НН при построении решающей статистики $\Psi(m, V_{0\min}, V_{0\max}, a_s)$ для отсчета m , примерно соответствующего положению первого сжатого импульса отраженного сигнала, формируется явно выраженный пик, свидетельствующий о наличии цели. Амплитуда пика для заданного значения отношения сигнал/шум примерно в 3,5 раза выше среднего значения фона решающей статистики.

При снижении ОСШ по пачке до $\rho=40$ и $Q=10$ сигнал не обнаруживается на объединенном РЛИ, ни при анализе решающей статистики (рис. 3, a, число отображаемых на рисунке отсчетов по дальности уменьшено в сравнении с рис. 2 в два раза). В то же время, если выбрать $Q=4$, сигнал уверенно обнаруживается (рис. 3, b) по результатам НН.

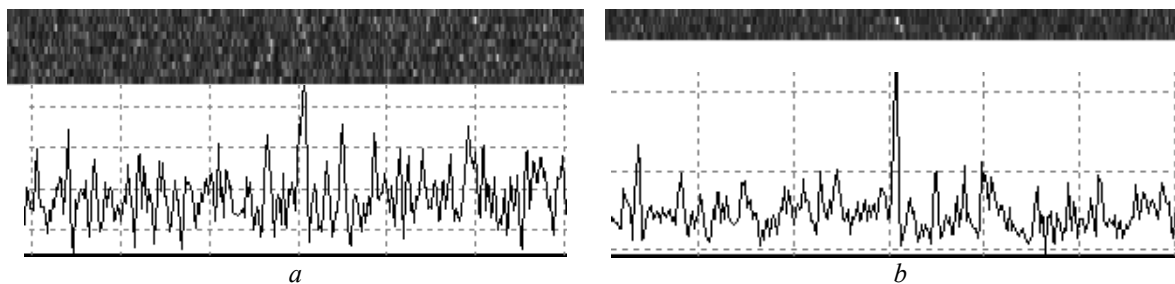


Рис. 3. Композитные радиолокационные изображения (выше) и результаты НН (ниже) при разделении сигнала на $Q=10$ (a) и $Q=4$ (b) подпачки при $\rho=40$

Fig. 3. Composite radar images (above) and the results of noncoherent accumulation (below) when dividing the signal into $Q=10$ (a) and $Q=4$ (b) sub-bursts at $\rho=40$

Таким образом, разделение на подпачки имеет компромиссный характер: при малом числе подпачек улучшается выделение полезного сигнала, но увеличиваются вычислительные затраты. Оптимальное значение времени КН соответствует [5, с. 120].

Методика расчета вероятности правильного обнаружения

Получим статистические характеристики выходного сигнала некогерентного накопителя с учетом суммирования (5) максимумов. При отсутствии полезного сигнала плотность вероятности (п.в.) и закон распределения (з.р.) квадратов модулей спектральных отсчетов для каждой подпачки определяются как

$$f_0(x) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\frac{x}{2\sigma^2}}; F_0(x) = 1 - e^{-\frac{x}{2\sigma^2}}, x \geq 0, \quad (6)$$

где $2\sigma^2$ – мощность шума после согласованной фильтрации одиночных сигналов БПФ по «медленному» времени; $\sigma = \sqrt{P_{\text{ш}} \frac{K}{Q \cdot 2^{\lceil \log_2(K/Q) \rceil}}}$ – среднее квадратическое значение

кватратурных составляющих спектральных отсчетов после БПФ по времени; $P_{\text{ш}}$ – мощность шума на выходе согласованного фильтра одиночных сигналов. Величина $2^{\lceil \log_2(K/Q) \rceil} = K_{\text{бпф}}$ представляет собой число спектральных отсчетов при проведении БПФ по периодам повторения; $\lceil \cdot \rceil$ – функция округления для ближайшего большего целого. Величина $K/(Q \cdot 2^{\lceil \log_2(K/Q) \rceil})$ учитывает возможную операцию «расширения нулями» при проведении БПФ по периодам повторения.

Воспользовавшись выражением для п.в. максимума из N случайных величин

$$f_p(x, N) = N \cdot F_0^{N-1}(x) \cdot f_0(x), \quad (7)$$

запишем выражения для математического ожидания и дисперсии максимума (5) из N спектральных отсчетов шума:

$$M_p(N) = \int_0^{\infty} x f_{p1}(x, N) dx; \quad (8)$$

$$D_p(N) = \int_0^{\infty} x^2 f_{p1}(x, N) dx - M_p^2(N). \quad (9)$$

Так как число отсчетов в пределах каждого периода повторения, среди которых ищется максимум, составляет $m_q = \left\lceil \frac{T_{\text{кн}}}{Q} q (V_{\text{max}} - V_{\text{min}}) \frac{2\Delta f_0}{c} \right\rceil + 1$, а число отсчетов при проведении БПФ по периодам повторения $K_{\text{бпф}}$, то общее число отсчетов при поиске максимума составляет

$$N_q = m_q K_{\text{бпф}} = \left(\left\lceil \frac{T_{\text{кн}}}{Q} q (V_{\text{max}} - V_{\text{min}}) \frac{2\Delta f_0}{c} \right\rceil + 1 \right) K_{\text{бпф}}. \quad (10)$$

Тогда математическое ожидание и дисперсия результатов НН для шума:

$$M_0 = \sum_{q=0}^{Q-1} M_p(N_q); \quad (11)$$

$$D_0 = \sum_{q=0}^{Q-1} D_p(N_q). \quad (12)$$

При $Q > 7$ статистика (5) нормализуется. При меньших значениях Q аппроксимируем п.в. хи-квадрат распределением с половиной числа степеней свободы хи-квадрат распределения $n_0 = M_0^2/D_0$. Допустимость такой аппроксимации обсуждается ниже.

Найдем далее п.в. результатов НН при наличии полезного сигнала с постоянной амплитудой. Для п.в. квадрата модуля сигнального отсчета имеем:

$$f_1(x, A, \sigma) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\frac{x+A^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{\sqrt{x}A}{\sigma}\right); \quad (13)$$

$$F_1(y) = \int_0^y f_1(x, A, \sigma) dx, \quad (14)$$

где $A = \sqrt{2\sigma^2 \rho_{\text{пн}} \frac{K}{QK_{\text{бпф}}}} = \sqrt{2\sigma^2 \rho \frac{K}{Q^2 K_{\text{бпф}}}}$ – амплитуда сигнала для каждой подпачки; ρ – отношение сигнал/шум по нефлуктуирующей пачке при КН; I_0 – функция Бесселя первого рода нулевого порядка от мнимого аргумента.

При нахождении максимума в заданной области из N отсчетов, при условии наличия там одного сигнального и $N - 1$ шумовых отсчетов, п.в. максимума запишется в виде

$$f_{\text{max}}(x, N, A, \sigma) = f_p(x, N - 1) F_1(x, A, \sigma) + F_p(x, N - 1) f_1(x, A, \sigma) \quad (15)$$

с математическим ожиданием и дисперсией:

$$M_{\text{max}}(N, A, \sigma) = \int_0^{\infty} x f_{\text{max}}(x, N, A, \sigma) dx; \quad (16)$$

$$D_{\text{max}}(N, A, \sigma) = \int_0^{\infty} x^2 f_{\text{max}}(x, N, A, \sigma) dx - M_{\text{max}}^2(N, A, \sigma). \quad (17)$$

Из результатов расчетов следует, что при $A/\sigma > 3$ математическое ожидание и СКО максимума практически совпадают с математическим ожиданием и СКО сигнального отсчета, то есть сигнальный отсчет с высокой вероятностью является максимумом. Аналогично предыдущему случаю будем полагать, что результат НН при наличии ОС определяется хи-квадрат распределением с математическим ожиданием и дисперсией:

$$M_1 = \sum_{q=0}^{Q-1} M_{\text{max}}\left(N_q, \sqrt{2\sigma^2 \rho_{\text{пн}} \frac{K}{QK_{\text{бпф}}}}, \sigma\right); \quad (18)$$

$$D_1 = \sum_{q=0}^{Q-1} D_{\text{max}}\left(N_q, \sqrt{2\sigma^2 \rho_{\text{пн}} \frac{K}{QK_{\text{бпф}}}}, \sigma\right) \quad (19)$$

и половиной числа степеней свободы $n_1 = M_1^2/D_1$. Определим допустимость предположения, что выходной сигнал НН распределен по закону хи-квадрат. На рис. 4 приведены полигоны выборочных и теоретических частот выходного сигнала y НН при отсутствии ($\rho = 0$) и наличии ($\rho \neq 0$) полезного сигнала. Из рис. 4 видно хорошее совпадение теоретических и экспериментальных кривых для случая $\rho = 0$.

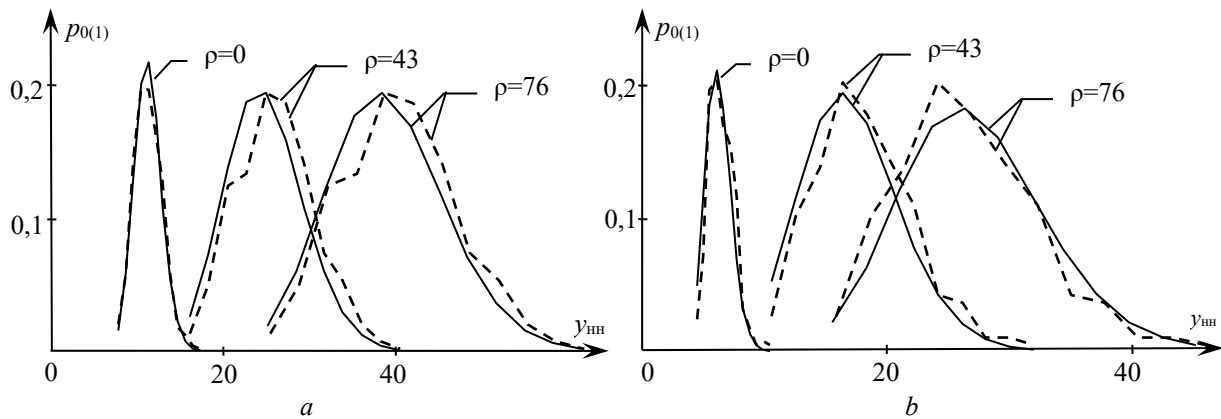


Рис. 4. Полигон выборочных (штриховая кривая) и теоретических (сплошные кривые) частот выходного сигнала НН при отсутствии и при наличии ОС при $\rho = 43$ и $\rho = 76$ (500 реализации): $a - Q = 6$; $b - Q = 3$

Fig.4. Polygon of sampled (dash-dotted line) and theoretical (solid curves) frequencies of the output signal of the noncoherent accumulator in the absence and in the presence of a useful signal at $\rho = 43$, $\rho = 76$ (500 realizations): $a - Q = 6$; $b - Q = 3$

Для случая наличия сигнала теоретические кривые могут иметь незначительное (5...10 % по математическому ожиданию) смещение, что определяется неконтролируемыми для каждой пачки импульсов потерями при несовпадении начального доплеровского сдвига подпачки с центральной частотой фильтра БПФ. Форма экспериментальной кривой полностью соответствует форме хи-квадрат распределения.

Полученные результаты определяют возможность вычисления вероятности правильного обнаружения по критерию Неймана – Пирсона при уровне ложной тревоги F . Определив порог ℓ_{Π} из уравнения

$$\int_0^{\ell_{\Pi}} \omega(x, M_0, n_0) dx = 1 - F, \quad (20)$$

где $\omega(x, \bar{m}, n) = \left(\frac{n}{\bar{m}}\right)^n \frac{x^{n-1}}{\Gamma(n)} e^{-\frac{n}{\bar{m}}x}$ – п.в. для хи-квадрат распределения, находим вероятность правильного обнаружения

$$D = 1 - \int_0^{\ell_{\Pi}} \omega(x, M_1, n_1) dx. \quad (21)$$

Представляет интерес сравнение предлагаемого способа с выбором (4) максимумов и алгоритма НН при точно известном положении сигнальных отсчетов. В этом случае при отсутствии сигнала $M_0 = 2\sigma^2 Q$; $n_0 = Q$ с вычислением порога согласно (20). Вероятность правильного обнаружения определяется (16), где M_1, n_1 вычисляются согласно (16)–(19) с подстановкой в (16), (17) п.в. (13) вместо п.в. (15).

Как следует из приведенных в табл. 1 результатов, предлагаемый способ с отбором максимумов проигрывает алгоритму НН при точно известном положении сигнальных отсчетов, что является «платой» за дополнительную априорную неопределенность. При увеличении числа подпачек вероятность правильного обнаружения уменьшается, так как уменьшается вероятность правильного выбора сигнальных отсчетов. Величина энергетического проигрыша при $D = 0,8$; $F = 10^{-8}$ составляет 1,5, 3,0, 4,2 дБ в сравнении с алгоритмом когерентного накопления и 0,8; 2,2; 3,5 дБ в сравнении с алгоритмом некогерентного накопления при известном положении сигнальных отсчетов. Указанный проигрыш является платой за существенное уменьшение числа каналов обработки при реализации предлагаемого алгоритма.

Таблица 1. Значения вероятности обнаружения для различных вариантов алгоритма обработки
Table 1. Detection probability values for different processing algorithm options

Число Q подпачек Number of sub- packs Q	ОСШ по пачке ρ SNR by pack ρ	ОСШ по подпачке $\rho_{\text{пп}}$ SNR by sub-pack $\rho_{\text{пп}}$	Вероятность D обнаружения для различных вариантов обработки Detection probability D for different variants of the processing		
			НН с отбором максимумов Non-coherent accumulation with selection of maxima	НН при заданном положении сигнальных отсчетов Non-coherent accumulation at a given position of signal samples	Когерентная обработка на всей длительности пачки Coherent processing over the entire duration of the pack
3	9,4	3,2	0,001	0,017	0,051
	19,2	6,4	0,151	0,346	0,583
	43,2	14,7	0,978	0,997	0,999
6	9,4	3,2	$2 \cdot 10^{-5}$	0,005	0,051
	19,2	6,4	0,01	0,186	0,583
	43,2	14,7	0,724	0,983	0,999
	76,8	12,8	0,999	1,0	1,0
12	9,4	3,2	10^{-7}	0,001	0,051
	19,2	6,4	0,0004	0,067	0,583
	43,2	14,7	0,246	0,91	0,999
	76,8	12,8	0,979	1,0	1,0

Требования к числу каналов приемника

Требуемое число каналов по начальной радиальной скорости и ускорению для способа с разделением на подпачки определяется очевидной модификацией выражения (9) из [2] и без учета операций некогерентного накопления составляет

$$N_{\text{комб}} \approx \frac{9,2V_{\text{max}} a_{\text{max}} \Delta f_0 T_{\text{кн}}^3}{c\lambda Q^2}. \quad (22)$$

Так, например, для $\Delta f = 10$ МГц, $\lambda = 0,1$ м, $T_{\text{кн}} = 1$ с при обнаружении самолетов с $V_{\text{max}} = 300$ м/с, тангенциальной составляющей скорости $V_{\tau} = 200$ м/с, дальности $r = 30$ км ($a_{\text{max}} = V_{\tau}^2 / r = 1,33$ м/с²) и при $Q = 10$ получим $N_{\text{комб}} = 12$, что является вполне реализуемым.

Выбор числа подпачек является компромиссным. При увеличении Q резко снижается вычислительная сложность алгоритма, но возрастают потери на некогерентное накопление, при $\rho / Q < (5 \dots 7)$ дБ потери могут резко увеличиваться.

Заключение

Предлагаемый способ комбинированного когерентно-некогерентного накопления отраженного сигнала при наличии миграции по дальности и ее производным позволяет резко сократить число каналов приемника и обладает относительно малыми, единицы децибел, потерями на обработку.

Список литературы

1. Козлов С.В., Ле Ван Кыонг. Модель и базовый алгоритм длительного когерентного накопления отраженного сигнала при ненулевых высших производных дальности до радиолокационной цели. Доклады БГУИР. 2021;2:49-57.
2. Козлов С.В., Ле Ван Кыонг. Алгоритмы длительного когерентного накопления отраженного сигнала при ненулевых высших производных дальности до радиолокационной цели в спектральной области. Доклады БГУИР. 2021;5:35-44.

3. Ильчук А.Р., Синицын И.А. Алгоритмы обработки сигналов, отраженных от высокоскоростных летательных аппаратов, в бортовых радиолокационных системах. *Радиотехника*. 2014;7:16-23.
4. Ильчук А.Р., Меркулов В.И., Юрчик И.А. Особенности обнаружения сигналов в бортовых РЛС при наблюдении интенсивно маневрирующих целей цели. *Радиотехника*. 2004;10:63-67.
5. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и радиоэлектронной борьбы. Часть 1. Основы радиолокации. Москва: Военное издательство МО СССР; 1983.
6. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. Москва: Радио и связь; 1981.
7. Ширман Я.Д., Голиков В.Н. Основы теории обнаружения радиолокационных сигналов и измерения их параметров. Москва: Советское радио; 1963.

References

1. Kozlov S.V., Le Van Cuong. [Model and long-term coherent accumulation basic algorithm for the reflected signal with non-zero higher derivative range to radar target]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2021;2:49-57. (In Russ.)
2. Kozlov S.V., Le Van Cuong [Long-time coherent accumulation algorithms for reflected signal with non-zero higher derivatives of the range to radar target in the spectral domain]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2021;5:35-44. (In Russ.)
3. Ilchuk A.R., Sinityn I.A. [Algorithms for processing signals reflected from high-speed aircraft in on-board radar systems]. *Radiotekhnika = Radioengineering*. 2014;7:16-23. (In Russ.)
4. Ilchuk A.R., Merkulov V.I., Yurchik I.A. [Features of signal detection in airborne radars when observing intensively maneuvering targets]. *Radiotekhnika = Radioengineering*. 2004;10:63-67. (In Russ.)
5. Okhrimenko A.E. [Fundamentals of radar and electronic warfare. Part 1. The basics of radar]. Moscow: Military publishing house of the USSR Ministry of Defense; 1983. (In Russ.)
6. Shirman Ya.D., Manzhos V.N. [Theory and technique of processing radar information against the background of interference]. Moscow: Radio and communication; 1981. (In Russ.)
7. Shirman Ya.D., Golikov V.N. [Fundamentals of the theory of detection of radar signals and measurement of their parameters]. Moscow: Sovetskoe radio; 1963. (In Russ.)

Вклад авторов / Authors' contribution

Все авторы в равной степени внесли вклад в написание статьи.

All authors have equally contributed to writing the article.

Сведения об авторах

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

Ле Ван Кьонг, аспирант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Kozlov S.V., D.Sc., Associate Professor, Professor at the Information Radioengineering Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Le Van Cuong, Postgraduate student at the Information Radioengineering Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

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

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka Str., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-17-293-89-11;
e-mail: kozlov@bsuir.by
Kozlov Sergei Vyacheslavovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-7-99-105>

Оригинальная статья / Original paper

УДК 621.315.593:539.216.2

ТЕМПЕРАТУРНЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ ЛЕГИРОВАННЫХ РЕДКОЗЕМЕЛЬНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ НАНОСТРУКТУРИРОВАННЫХ ПЛЕНОК КРЕМНИЯ

А.С. СТРОГОВА

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 23 сентября 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. Исследовались закономерности изменения концентрации электрически активной легирующей примеси в пленке наноструктурированного кремния, путем изменения удельного электрического сопротивления в зависимости от условий легирования. Определены зависимости изменения полученных структур, легированных редкоземельными элементами (РЗЭ), такими как La, Eu, Sm, Dy, Gd (лантаноиды), на наноструктурированных пленках кремния. Установлены закономерности изменения полученных пленок и изменение температурного коэффициента сопротивления (ТКС) в зависимости от условий формирования. Показаны закономерности изменения ТКС в зависимости от выбранных условий легирования или нелегирования различными примесями наноструктурированных пленок кремния. Показано, что основными условиями, при которых показано воздействие и изменение температурного коэффициента сопротивления резисторов на тонких пленках с использованием РЗЭ, таких как кислород, бор и фосфор, в объеме пленки, считается температурное влияние уже после осаждения.

Ключевые слова: редкоземельные элементы, наноструктурированные пленки, имплантация, деформация, температурный коэффициент сопротивления.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Благодарности. Выражается благодарность к.т.н., доценту Ковалевскому А.А. за совместно проведенную работу и рекомендации по развитию научного направления. Работа выполнена при поддержке Министерства образования Республики Беларусь (грант № 20-3160).

Для цитирования. Строгова А.С. Температурный коэффициент сопротивления легированных редкоземельными элементами наноструктурированных пленок кремния. Доклады БГУИР. 2021; 19(7): 99-105.

TEMPERATURE RESISTANCE COEFFICIENT OF DOPED WITH RARE EARTH ELEMENTS NANOSTRUCTURED SILICON FILMS

ALIAKSANDRA S. STROGOVA

Belarussian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 23 September 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. The regularities of changes in the concentration of an electrically active dopant in a nanostructured silicon film by changing the electrical resistivity depending on the doping conditions were investigated. The dependences of the changes in the obtained structures doped with rare-earth elements, such as La, Eu, Sm, Dy, Gd (lanthanides), on nanostructured silicon films are determined. The regularities of the obtained films changes and the temperature coefficient of resistance (TCR) change depending on the formation conditions are established. The regularities of the TCR are shown depending on the selected conditions for doping or non-doping of nanostructured silicon films with various impurities. It is shown that the main conditions under which the effect and change in the temperature coefficient of resistors resistance on thin films using rare-earth elements, such as oxygen, boron and phosphorus in the bulk of the film, is considered to be the temperature effect after deposition.

Keywords: rare-earth elements, nanostructured films, implantation, deformation, temperature coefficient of resistance.

Conflict of interests. The author declares no conflict of interests.

Gratitude. Thanks to PhD, Associate Professor Kovalevsky A.A. for the joint work and recommendations for the development of the scientific direction. The work is carried out with the support of the Ministry of Education (Grant No. 20-3160).

For citation. Strogova A.S. Temperature resistance coefficient of doped with rare earth elements nanostructured silicon films. Doklady BGUIR. 2021; 19(7): 99-105.

Введение

В настоящее время возникает необходимость провести более глубокое изучение и анализ полупроводниковых материалов для улучшения параметров, свойств и характеристик в области электроники для создания более перспективных и улучшенных материалов [1–6].

Особое внимание вызывают гетерокомпозиции на основе Si, Ge и их твердых растворов с использованием полупроводников с различными электрофизическими характеристиками [1–6]. Гетерокомпозиции на основе Ge и Si – крайне востребованный материал для электронной техники с новыми возможностями при получении микроэлектронных компонентов, что обусловлено физическими свойствами, такими как, например, деформационный эффект, и совместимостью их технологии [6–9] с обычной кремниевой технологией [1–4, 5]. Причиной деформационных эффектов является смещение энергетических уровней полупроводника при действии деформации и связанное с этим изменение энергетического спектра носителей заряда – электронов и дырок в зависимости от деформации [6].

Создание стабильных высокоомных ($\geq 10^5$ Ом·м) тонких пленок остается важной проблемой в технологии интегральной микроэлектроники, гибридных схем и высоковольтных полупроводниковых приборов [6]. Устойчивое совершенство полупроводниковых приборов вызывает необходимость улучшения их характеристик. Это достигается как за счет изменения старых конструкций в целом, так и за счет применения новых материалов с учетом их специфических физических эффектов [7–9]. Поэтому одним из актуальных направлений является изучение методов целенаправленного управления энергетическим спектром и явлениями переноса носителей заряда, а также применение многослойных напряженных гетероэпитаксиальных структур. В таких структурах наблюдается изменение спектра носителей заряда из-за наличия эффектов размерного квантования и влияние на спектр собственных упругих напряжений в слоях гетеросистемы. Размер кристаллитов и толщина слоев в наноструктурированных гетеросистемах дает возможность формировать структуры с управляемыми характеристиками для применения в микро- и наносистемной технике [6, 7–9].

Цель настоящей работы – изучение закономерности изменения концентрации электрически активной примеси, удельного электрического сопротивления и температурного коэффициента сопротивления в наноструктурированных пленках кремния, легированных

редкоземельными элементами, от условий легирования с учетом величины упругой энергии атомов редкоземельных элементов.

Методика проведения эксперимента

Осаждение, легирование и исследование электрофизических свойств наноструктурированных пленок кремния, легированных редкоземельными элементами (РЗЭ), от условий легирования проводилось по методике, изложенной в [10–13]. В данном исследовании изучены закономерности изменения концентрации электрически активной примеси, удельного электрического сопротивления и температурного коэффициента сопротивления (ТКС) в пленках наноструктурированного кремния, легированных РЗЭ, от условий легирования [14].

В результате проведенных исследований установлено, что влияние примесей редкоземельных элементов-лантаноидов на свойства тонких (0,5–2,0 мкм) пленок наноструктурированного кремния (НСК) определяется положением атомов или ионов лантаноидов в решетке кремния и тем, какое взаимодействие на эту решетку они оказывают [15]. Так как атомы и ионы лантаноидов имеют больший размер по сравнению с атомами и ионами кремния, они вызывают деформацию кристаллической решетки кремния в пленках НСК. Эта деформация определяется величиной упругой энергии лантаноидов в решетке кремния [15].

Упругость энергии лантаноидов в решетке кремния оценивали согласно теории подвижных границ [11–13]. В этом случае нейтральные атомы и ионы лантаноидов в кремнии рассматриваются как блок монокристаллов, среда подвижных границ считается сплошной и используется решение задачи Ламе для упругой сферической оболочки:

$$E_{el} = [8\pi E / (1 + \mu)] (1/R) [R^3 (R/4 - R_0/3) + R_0^4 / 12],$$

где E_{el} – упругая энергия нейтральных атомов или ионов лантаноидов, эВ; E – модуль Юнга для кремния; μ – коэффициент Пуассона для кремния; R – радиус атома или иона лантаноида; R_0 – радиус междоузлия решетки кремния.

Рассчитанные значения E_{el} как для атомов, так и для ионов лантаноидов, от иттрия до лютеция, находящихся в тетраэдрических междоузлиях кремния, составляют 2,6 – 3,2 эВ. Такое большое значение упругой энергии и позволяет предположить, что атомы (ионы) лантаноидов вызывают в решетке кремния деформацию растяжения. В результате происходит увеличение радиуса решетки от R_0 до R , что обуславливает деформации несоответствия, вызывает высокую плотность дислокаций по границам зёрен в пленках НСК, разориентацию кристаллитов. Более того, их внедрение вызывает локальные разрывы в объеме нанокристаллов пленки НСК, снижает сплошность и локализует преимущественный рост отдельных nanoостровков (рис. 1). В результате все эти эффекты способствуют снижению плотности пленки НСК. Это представляет несомненный интерес при изучении механизма внедрения легирующих примесей в пленки НСК [4, 11, 13].

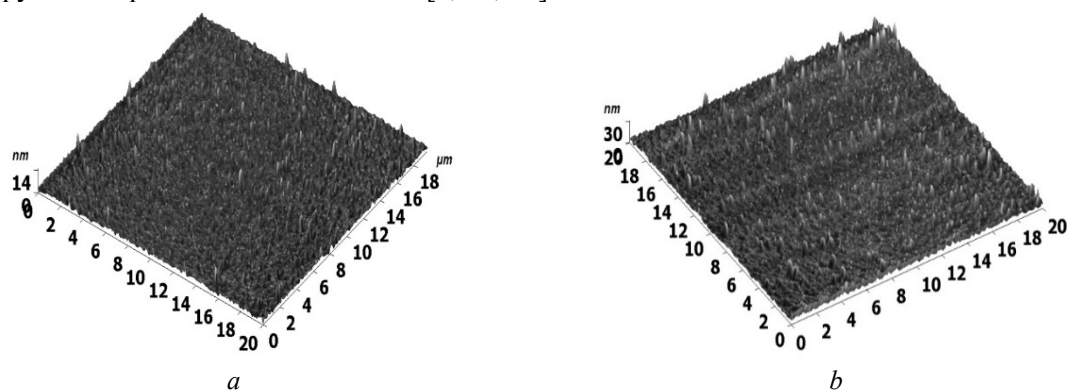


Рис. 1. Топография рельефа поверхности пленок НСК, легированных La (a) и Eu (b)
Fig. 1. Topography of the surface relief of NSS films doped with La (a) and Eu (b)

Результаты экспериментов и их обсуждение

На рис. 2 приведены закономерности изменения объемной концентрации В, Ga и Eu в НСК в зависимости от величины тока разряда (*a*), расстояния между электродами (*b*) и расхода водорода через разрядник (*c*). Кривые (рис. 2, *a*) свидетельствуют о том, что при введении в пленки НСК В, Ga и Eu методом газоразрядного легирования при величине токов 3–10 мА в плазме газового разряда происходит увеличение объемной концентрации электрически активной примеси. Это обусловлено интенсификацией взаимодействия ионов водорода в плазме газового разряда. В результате такого взаимодействия происходит образование гидридов В, Ga, Eu и перенос их в зону зарождения и роста пленки НСК.

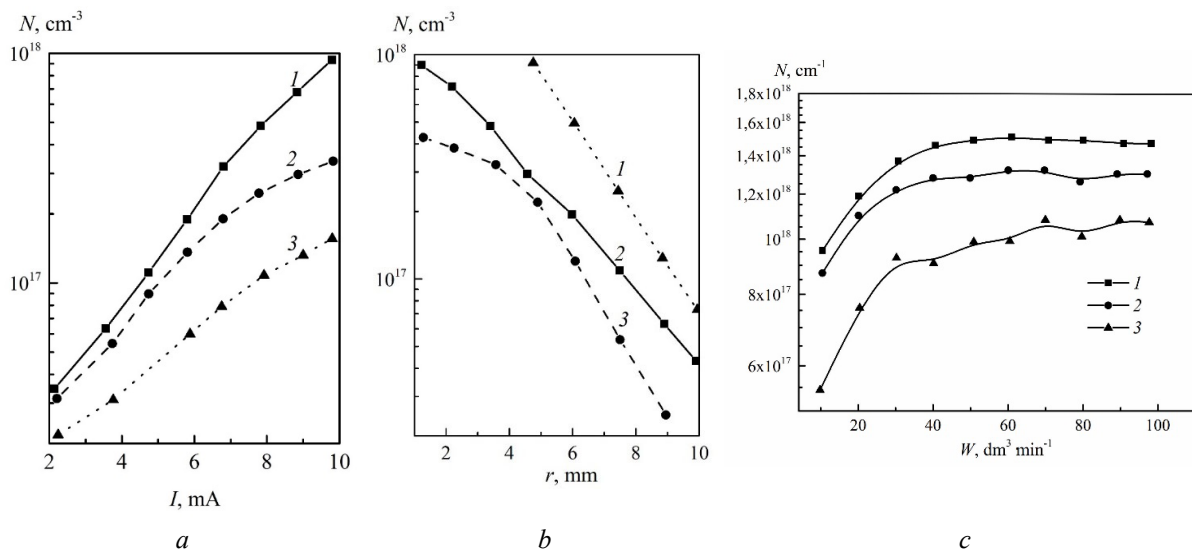


Рис. 2. Закономерности изменения концентрации электрически активной легирующей примеси в пленке НСК от условий газоразрядного легирования – электроды LaB₆ (1), Ga (2), Eu (3):
a – (1, 3), $L = 4$ мм; (2) $L = 3,5$ мм; (1, 2) $W = 10 \text{ дм}^3 \cdot \text{мин}^{-1}$; (3) $W = 30 \text{ дм}^3 \cdot \text{мин}^{-1}$; *b* – (1, 2) $W = 10 \text{ дм}^3 \cdot \text{мин}^{-1}$; (3) $W = 30 \text{ дм}^3 \cdot \text{мин}^{-1}$; (1–3) $I = 10 \text{ мА}$; *c* – (1, 3) $L = 4$ мм; (2) $L = 3,5$ мм

Fig. 2. Dependences of the concentration of dopant in the NSS film on the conditions of gas-discharge doping – electrodes (1) LaB₆, (2) Ga, (3) Eu: *a* – (1, 3) $L = 4$ mm; (2) $L = 3.5$ mm; (1, 2) $W = 10 \text{ dm}^3 \cdot \text{min}^{-1}$; (3) $W = 30 \text{ dm}^3 \cdot \text{min}^{-1}$; *b* – (1, 2) $W = 10 \text{ dm}^3 \cdot \text{min}^{-1}$; (3) $W = 30 \text{ dm}^3 \cdot \text{min}^{-1}$; (1–3) $I = 10 \text{ mA}$; *c* – (1, 3) $L = 4$ mm; (2) $L = 3.5$ mm

При токе разряда ≤ 10 мА степень внедрения в НСК В, Ga и Eu пропорциональна количеству генерируемых в газоразрядном реакторе гидридов и зависит от расстояния между электродами (рис. 2, *b*), незначительно изменяясь с увеличением потока водорода через разрядник (рис. 2, *c*). С уменьшением расстояния между электродами, независимо от скорости потока водорода, происходит увеличение объемной концентраций электрически активной примеси в пленке НСК [4]. Причем при расстоянии между электродами 3,5 мм область насыщения наблюдается только для Eu и Ga. Повышение степени легирования НСК с уменьшением расстояния между электродами, по-видимому, обусловлено тем, что при этих условиях происходит более эффективный электрический разряд. Он усиливает перенос из электродов ионов легирующей примеси, которые взаимодействуют с водородом с образованием гидридов [4]. Образовавшиеся гидриды поставляются к растущим слоям НСК. Факт образования гидридов из гексаборида лантана, галлия и европия как электродов подтверждается тем, что при пропускании через разрядник аргона вместо водорода процесс внедрения В, Ga и Eu в НСК не происходит. Это обусловлено сменой механизма испарения и поставки материала в зону формирования пленки НСК. По всей видимости, при использовании таких электродов, как гексаборид лантана, галлий и европий, в плазме газового разряда происходит разрушение химических соединений с образованием гидридов акцепторной примеси.

Дополнительные исследования показали, что удельное электрическое сопротивление (Ω) пленок НСК, легированных кислородом и лантаноидами, во многом обусловлено концентрацией кислорода в газовой смеси, температурой подложки, ионным

радиусом лантаноида и последующим лазерным отжигом пленок. Экспериментально установлено, что Ω пленок НСК уменьшается с повышением концентрации SiH_4 в газовой смеси, температуры подложки и с уменьшением химического сродства лантаноида к кислороду, а увеличивается с повышением концентрации кислорода в газовой смеси (рис. 3, а). При повышении содержания кислорода в газовой смеси в пленках НСК размеры включений оксида кремния увеличиваются. Особенно это характерно для пленок НСК, легированных лантаноидами с высоким сродством к кислороду, например, Sm и Dy.

Изменение Ω во всех рассмотренных случаях (см. рис. 3), по сравнению с пленками НСК без РЗЭ [4], происходит именно за счет введения лантаноидов. Из рассмотренных лантаноидов наиболее заметный вклад в изменение Ω вносят Sm и Gd. По-видимому, это следствие высокого сродства их к водороду, углекислому газу и кислороду, в результате которого образование гидридов термодинамически наиболее предпочтительно [4]. В результате возможно создание полуизолирующих, наноструктурированных пленок с управляемой величиной удельного электрического сопротивления.

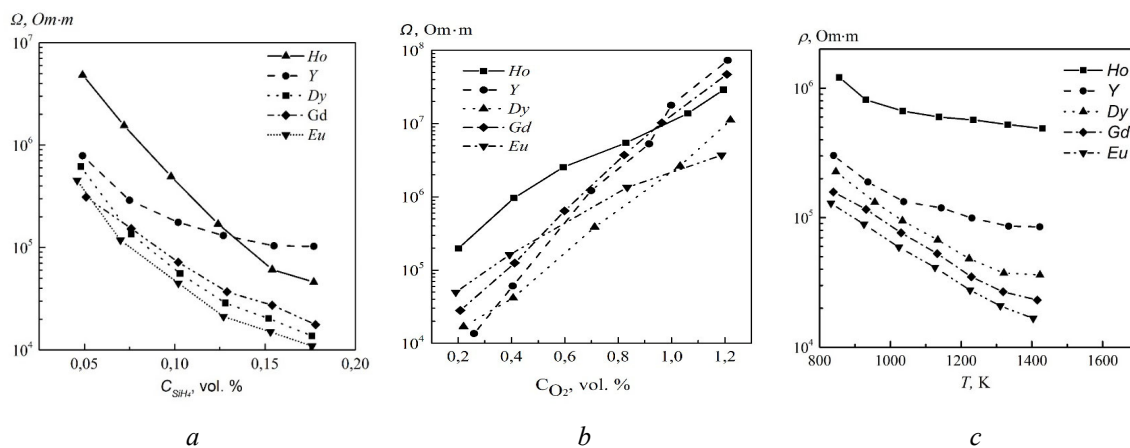


Рис. 3. Закономерности изменения Ω пленок НСК в зависимости от: концентрации моносилана (а); концентрации кислорода (b); температуры процесса (c) при осаждении CVD-методом. Легирующие компоненты: Ho, Y, Dy, Gd, Eu, кривые 1–5 соответственно

Fig. 3. Change in Ω of NSS films depending on: the concentration of monosilan (a); the concentration of oxygen (b); process temperature (c) during CVD-deposition. Alloying components: Ho, Y, Dy, Gd, Eu, curves 1–5 respectively

Применение исследуемых пленок НСК позволяет подойти по-новому к решению проблемы точной подгонки диффузионных резисторов, созданию затворных электродов, мелких эмиттерных областей, межкомпонентной изоляции и пассивации изделий электронной техники.

На рис. 4 приведена температурная зависимость отклонения изменения сопротивления поликремниевых резисторов, сформированных на различных по составу пленках НСК. С увеличением температуры термообработки пленок НСК от 523 до 773 К отклонения сопротивления от начального уменьшаются.

Проведенные исследования позволили установить общность и различие в закономерностях изменения ТКС пленок НСК, легированных различными примесями. Установлено, что ТКС пленок НСК, легированных лантаноидами, с повышением температуры подложки увеличивается в сторону отрицательных значений. Это обусловлено тем, что лантаноиды вступают в химическое взаимодействие с целым рядом неметаллических примесей и переводят их в электрически неактивные компоненты. Возможно образование более легких, чем кремний, комплексов, которые могут уноситься газовым потоком из зоны взаимодействия. Так как основной причиной перераспределения примеси является послеимплантационный отжиг (диффузия), то этот эффект подавляется снижением температуры или уменьшением времени отжига при высокой температуре, в результате чего предоставляется возможность управлять величиной и стабильностью положительного ТКС.

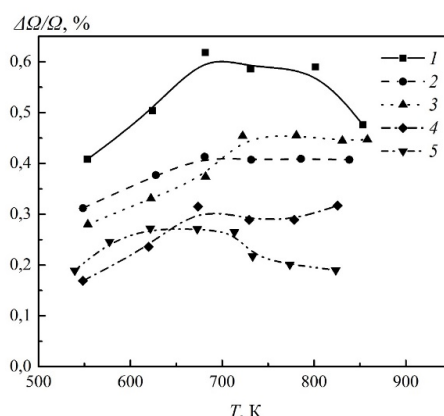


Рис. 4. Температурная зависимость отклонения (T) изменения сопротивления поликремниевых резисторов ($\Delta\Omega/\Omega$), сформированных на различных по составу пленках НСК: 1 – НСК нелегированный; 2 – НСК+Ga; 3 – НСК+Eu; 4 – НСК+O₂+Gd; 5 – НСК + Eu

Fig. 4. Temperature dependence of the deviation (T) of the change in the resistance of polysilicon resistors ($\Delta\Omega/\Omega$) formed on NSS films of different composition: 1 – undoped NSS; 2 – NSS + Ga; 3 – NSS + Eu; 4 – NSS + O₂ + Gd; 5 – NSS + Eu

Выводы

Упругие деформации в тонких пленках НСК, которые обусловлены несоответствием размеров атомов лантаноидов по отношению к кремнию, вызывают в решетке кремния деформацию растяжения, что приводит не только к количественным, но также к качественным изменениям структуры и электрофизических параметров деформированных пленок НСК. Подбор соотношений толщин слоев кремния и размера кристаллитов, легированных РЗЭ и германием, позволяет прогнозировать и управлять величиной ТКС как пленок, так и резисторов.

Список литературы

1. Oda S., Ferry D. Silicon nanoelectronics. *Taylor & Francis Group, LLC*; 2006.
2. Voigtlander B. Fundamental processes in Si/Si and Ge/Si epitaxy studied by scanning tunneling microscopy during growth. *Surface Science Reports*. 2001;43:5-8.
3. Ковалевский А.А., Строгова А.С., Строгова Н.С., Бабушкина Н.В. Исследование электрофизических свойств МДП-структур с пленками нитрида кремния, легированными редкоземельными элементами. *Микроэлектроника*. 2014;43(4):246-251.
4. Комар О.М., Ковалевский А.А., Строгова А.С. *Кремнийгерманиевые наноструктурированные пленки и нанокластеры*. Германия: LAP Lambert Academic Publishing; 2016.
5. Полякова А.Л. *Деформация полупроводников и полупроводниковых приборов*. Москва: Энергия; 1979.
6. Колешко В.М., Ковалевский А.А. *Поликристаллические пленки полупроводников в микроэлектронике*. Минск: Наука и техника; 1978.
7. Драгунов В.П., Неизвестный И.Г., Гридчин В.А. *Основы наноэлектроники*. Москва: Логос; 2006.
8. Третьяков Ю.Д., Гудилин Е.А. Основные направления фундаментальных и ориентированных исследований в области наноматериалов. *Успехи химии*. 2009;78(9):867-888.
9. Чаплыгин Ю.А. *Нанотехнологии в электронике*. Москва: Техносфера; 2005.
10. Ковалевский А.А., Долбик А.В., Войтех С.Н. Влияние легирующей примеси на ТКС поликристаллических пленок кремния. *Микроэлектроника*. 2007;36(3):178-184.
11. Ковалевский А.А. Подавление рекристаллизационных процессов в поликристаллических пленках кремния тонкими слоями аморфного кремния. *Микроэлектроника*. 1998;27(1):16-21.
12. Kovalevskii A.A. Structure and Morphology of Si Films Grown on Porous Si by Reduction of Dichlorosilane. *Inorganic Materials*. 1999;35(2):102-105.
13. Ковалевский А.А., Борисенко В.Е., Борисевич В.М., Долбик А.В. Влияние легирующих примесей на структуру пленок поликристаллического кремния, полученных пиролизом силана. *Неорганические материалы*. 2005;41(12):1429-1435.
14. Строгова А.С., Ковалевский А.А., Гранько С.В., Воронец Я.С. Влияние легирования редкоземельными элементами и германием на структуру и свойства наноструктурированных пленок кремния. *10-я Юбилейная международная научно-практическая конференция по физике и технологии наногетероструктурной СВЧ-электроники «Мокеровские чтения»*. Москва, 15–16 мая 2019 г.: 73-74.

15. Ковалевский А.А., Строгова А.С., Комар О.М. Особенности роста нанонитей твердого раствора SiGe. Сборник тезисов VI Всероссийской конференции по наноматериалам. «НАНО-2016». Москва, 22–25 ноября 2016 г.: 255-256.

References

1. Oda S., Ferry D. Silicon nanoelectronics. *Taylor & Francis Group, LLC*; 2006.
2. Voigtlander B. Fundamental processes in Si/Si and Ge/Si epitaxy studied by scanning tunneling microscopy during growth. *Surface Science Reports*. 2001;43:5-8.
3. Kovalevskii A.A., Strogova A.S., Strogova N.S., Babushkina N.V. [Investigation of electrical properties of MOS structures with silicon nitride films doped with rare earth elements]. *Russian Mikroelektronics*. 2014;43(4):246-251. (In Russ.)
4. Komar O.M., Kovakevkii A.A., Strogova A.S. [Silicongeranium nanostructured films and nanoclusters]. *LAP Lambert Academic Publishing*. 2016. (In Russ.)
5. Polyakova A.L. [Deformation of semiconductors and semiconductor devices]. Moscow: Energiya; 1979.
6. Koleshko V.M., Kovalevskii A.A. [Polycrystalline semiconductor films in microelectronics]. Minsk: Nauka i tekhnika; 1978. (In Russ.)
7. Dragunov V.P., Neizvestnyj I.G., Gridchin V.A. [Nanoelectronics basics]. Moscow: Logos; 2006. (In Russ.)
8. Tret'yakov YU.D., Gudilin E.A. [Main directions of basic and oriented research in the field of nanomaterials] *Uspekhi himii*. 2009;78(9):867-888. (In Russ.)
9. Chaplygin Y.A. [Nanotechnology in Electronics]. Moscow: Tekhnosfera; 2005. (In Russ.)
10. Kovalevskii A.A., Dolbik A.V., Voitek S.N. [Effect of doping on the temperature coefficient of resistance of polysilicon films]. *Russian Microelectronics*. 2007;36(3):153-158. (In Russ.)
11. Kovalevskii A.A. [Suppression of recrystallization processes in polycrystalline silicon films by thin layers of amorphous silicon]. *Russian Microelectronics*. 1998; 27(1):16-21. (In Russ.)
12. Kovalevskii A.A. Structure and Morphology of Si Films Grown on Porous Si by Reduction of Dichlorosilane. *Inorganic Materials*. 1999;35(2):102-105.
13. Kovalevskii A.A., Borisenko V.E., Borisevich V.M., Dolbik A.V. [Doping Effect On the structure of polycrystalline silicon films grown via silane pyrolysis]. *Inorganic Materials*. 2005;41(12):1260-1265. (In Russ.)
14. Strogova A.S., Kovalevskii A.A., Granko S.V., Voronec Y.S. [Alloying influence by rare-earth elements and germanium on structure and properties of the nanostructured silicon films]. *10-ya Yubilejnaya mezhduнародnaya nauchno-prakticheskaya konferenciya po fizike i tekhnologii nanogeterostrukturnoj SVCh-elektroniki "Mokerovskie chteniya"*. Moscow, 15–16 may 2019: 73-74. (In Russ.)
15. Kovalevskii A.A., Strogova A.S., Komar O.M. [Features of the growth of solid solution nanowires SiGe]. *Sbornik tezisev VI Vserossijskaya konferenciya po nanomaterialam. «NANO-2016»*. Moscow, 22–25 november 2016: 255-256. (In Russ.)

Вклад автора / Author's contribution

Автор выполняет данную работу для завершения докторской диссертации. Данные исследования проведены в рамках выполнения гранта Министерства образования Республики Беларусь на 2020 год.

The author performs this work to complete the doctoral dissertation. These researches were carried out as part of the Grant from the Ministry of Education of the Republic of Belarus for 2020.

Сведения об авторах

Строгова А.С., к.т.н., доцент кафедры электроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Strogova A.S., PhD, Associate Professor at the Department of Electronics of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-17-293-21-05;
e-mail: strogova@bsuir.by
Строгова Александра Сергеевна

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki Str., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-17-293-21-05;
e-mail: strogova@bsuir.by
Strogova Aliaksandra Sergeevna

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-7-106-109>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 617.735-007.281-053.2-07-089.17

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВЛИЯНИЯ ПРЕДИКТОРОВ И ВЕРОЯТНОСТИ РАЗВИТИЯ ОТСЛОЙКИ СЕТЧАТКИ У ДЕТЕЙ НА ОСНОВАНИИ АНАЛИЗА ОТНОШЕНИЯ ШАНСОВ

Г.А. СУЩЕНЯ

Минская областная детская клиническая больница,
Минск, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 14 октября 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. Проведен анализ влияния предикторов на вероятность развития отслойки сетчатки у детей Минского региона на основании исследования медицинской документации 660 пациентов детского возраста, пролеченных в учреждениях здравоохранения «4-я детская городская клиническая больница» и «Минская областная детская клиническая больница» за период 2009–2019 гг. Из них 313 пациентов были старше 1 года с установленным диагнозом отслойки сетчатки, 107 детей в возрасте до 1 года, 240 детей старше 1 года без отслойки сетчатки на момент обращения и наличием предикторов ее развития (группа сравнения). Для оценки влияния факторов использовали методику, основанную на расчете отношения шансов. Наиболее значимым фактором риска присваивался балльный эквивалент от одного до четырех, что позволило количественно определить вероятность развития отслойки сетчатки и выделить группы риска в зависимости от общей суммы баллов. Применение предложенного способа позволило у детей группы сравнения выявить изменения витреоретинального интерфейса, которые потребовали проведения первичного лазерного профилактического лечения в 46,7% случаев (113 глаз) в течение трехлетнего периода наблюдения, у 45,4% детей (109 глаз) проводилось только динамическое наблюдение. Предотвратить развитие отслойки сетчатки удалось у 95,0% детей группы сравнения.

Ключевые слова: предикторы, диагностика, отслойка сетчатки у детей, отношение шансов, вероятность развития, превентивное лазерное лечение.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Благодарности. Автор выражает искреннюю благодарность за помощь и поддержку заведующим: кафедрой общественного здоровья и здравоохранения Белорусского государственного медицинского университета, доценту Павлович Т.П. и кафедрой глазных болезней Белорусского государственного медицинского университета, доктору медицинских наук, профессору Марченко Л.Н.

Для цитирования. Сущеня Г.А. Определение влияния предикторов и вероятности развития отслойки сетчатки у детей на основании анализа отношения шансов. Доклады БГУИР. 2021; 19(7): 106-109.

DETERMINATION OF THE INFLUENCE OF PREDICTORS AND THE PROBABILITY OF RETINAL DETACHMENT IN CHILDREN BASED ON THE ANALYSIS OF THE ODDS RATIO

HALINA A. SUSCHENIA

Minsk Regional Children's Clinical Hospital, Minsk, Belarus

Submitted 14 October 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. The analysis of the influence of predictors on the probability of retinal detachment in children of the Minsk region was carried out on the basis of a study of the medical records of 660 children's patients treated at the Health care Institutions "4th Children's City Clinical Hospital" and "Minsk Regional Children's Clinical Hospital" for the period 2009–2019. Of these, 313 patients were older than 1 year with an established diagnosis of retinal detachment, 107 children under the age of 1 year, 240 children older than 1 year without retinal detachment at the time of treatment and the presence of predictors of its development (comparison group). To assess the influence of factors, a methodology based on the calculation of the odds ratio was used. The most significant risk factors were assigned a score equivalent from one to four, which allowed quantifying the probability of retinal detachment and identifying risk groups depending on the total score. The use of the proposed method allowed the children of the comparison group to identify changes in the vitreoretinal interface, which required primary laser preventive treatment in 46.7% of cases (113 eyes) during the three-year follow-up period, in 45.4% of children (109 eyes) it was limited only to dynamic observation without treatment. In 95.0% of children in the comparison group, it was possible to prevent the development of retinal detachment.

Keywords: predictors, diagnostics, retinal detachment in children, odds ratio, probability of development, preventive laser treatment.

Conflict of interests. The author declares no conflict of interests.

Gratitude. The author expresses sincere gratitude for the help and support to the Head of the Department of Public Health of the Belarusian State Medical University, Associate Professor T.P. Pavlovich and the Head of the Department of Eye Diseases of the Belarusian State Medical University, Doctor of Medical Sciences, Professor Marchenko L.N.

For citation. Sushchenia H.A. Determination of the influence of predictors and the probability of retinal detachment in children based on the analysis of the odds ratio. Doklady BGUIR. 2021; 19(7): 106-109.

Введение

Сложность раннего выявления отслойки сетчатки (ОС) у детей и своевременного начала лечения заключается в полиморфизме факторов риска, «маскарадном» течении детской офтальмологической патологии, манифестации в разные возрастные периоды врожденной патологии, длительном периоде бессимптомного течения заболевания, трудности формулировки детьми своих жалоб и оценки серьезности ухудшений зрительных функций [1–3]. Эти факты делают необходимой и обоснованной разработку новых методов суммарной количественной оценки выявленных факторов, влияющих на вероятность возникновения отслойки сетчатки у детей и маршрутизации пациентов [2, 4, 5].

Следует отметить, что при проведении офтальмологического обследования выявляются изменения сетчатки, не все из которых требуют активного лечения [2, 3]. С другой стороны, необъективная, излишне оптимистическая оценка изменений может привести к развитию заболевания и позднему старту лечения. Таким образом, необходимо четкое определение, какие из факторов являются детерминирующими предикторами, какие синергистами заболевания, а какие не оказывают провоцирующего влияния.

Для объективной оценки влияния предполагаемых предикторов на вероятность развития ОС у детей, был проведен анализ этиологических факторов с оценкой отношения шансов.

Сплошным методом в рамках мультицентрового исследования по изучению отслойки сетчатки у детей Минского региона проведен анализ первичной медицинской документации пациентов на базах учреждения здравоохранения «4-я детская городская клиническая больница» и учреждения здравоохранения «Минская областная детская клиническая больница». Получение данных об объекте исследования осуществлялось на протяжении периода с 2014 по 2019 гг. и носило ретропроспективный характер. Анализируемый период, на протяжении которого пациенты были включены в исследовательскую работу, 2009–2019 гг. Всего в исследование было включено 660 детей, из них 313 пациентов в возрасте 1-18 лет ($n = 313$) с верифицированным диагнозом отслойка сетчатки, установленным при первичном обращении, включая 42 (13,4 %) детей, у которых была двусторонняя ОС, в общей сложности 355 глаз. Для статистического анализа учитывался один (худший) глаз пациента; 107 детей в возрасте до 1 года с установленным диагнозом ретинопатии недоношенных, активной фазы, из них 36 детей с IV–V стадией и развитой отслойкой сетчатки; 240 пациентов (старше 1 года) с офтальмологической патологией без отслойки сетчатки на момент обращения и наличием предикторов ее развития (группа сравнения). В соответствии с требованиями, предъявляемыми к исследованиям в медицине, статистическая обработка проводилась на основе сформированной электронной базы данных, полученных в результате исследования, с использованием анализа в системе STATISTICA версия 10,0 (StatSoft).

Анализ количественных признаков с отличным от нормального распределения проводился непараметрическими методами. Для сравнения качественных показателей в исследуемых группах использован критерий χ^2 , критерий Фишера.

Для оценки влияния факторов использовали методику, основанную на расчете отношения шансов (ОШ). Данные представляли в виде ОШ и его доверительного интервала (ДИ) $\pm 95,5$ %. Значение $p < 0,05$ считалось статистически значимым.

Результаты и их обсуждение

Анализ отношения шансов показал следующее: при регматогенной отслойке сетчатки (РОС) травма как причина ОС встречалась в 22,02 раза чаще чем в подгруппе С¹ (экссудативная ОС) ($F_{qC^1-A^1} = 0,08$; $p < 0,001$). Указание на травму были в 90 случаях (48,9 %) РОС и в 39 случаях (37,1 %) тракционной отслойки сетчатки (ТОС).

Ретинопатия недоношенных встречалась в подгруппе В¹(ТОС) в 52 раза чаще подгруппы С¹ ($\chi^2_{B^1-C^1} = 31,5$; $p < 0,001$) и в 32 раза чаще, чем в подгруппе «А^{1b}» ($\chi^2_{AB^1} = 124,79$; $p < 0,001$). Врожденная патология встречалась в 32 раза чаще в подгруппе «В^{1b}» относительно А¹ ($F_{qA^1-B^1} = 0,03$, $p < 0,001$). Близорукость выше 6,25Д была зафиксирована в 69 случаях (22,0 %) всех детских отслоек и встречалась в подгруппе «А¹» чаще в 5 раз, чем в подгруппе «В¹» и в 28 раз чаще, чем в подгруппе «С» ($\chi^2_{A^1-B^1} = 19,22$; $p < 0,001$). Травматическое повреждение является лидирующим в возрасте 14–18 лет и 9–13 лет ($\chi^2 = 13,0$; $p = 0,004$), врожденная патология и ретинопатия недоношенных – в возрасте до 3-х лет ($\chi^2 = 19,6$; $p < 0,001$; $\chi^2 = 44,6$; $p < 0,001$). Роль аномалии рефракции увеличивается с возрастом и приобретает клиническую значимость к 9–13 и 14–18 годам ($\chi^2 = 11,9$; $p = 0,008$).

Частота аномалий рефракции у детей I группы была выявлена в 72,2 %. Клинически значимый астигматизм ($\geq 1,0$ дптр) имел место в 11,8 %. В структуре аномалий рефракции по сферическому эквиваленту преобладала миопия – 66,4 %, из них в 30,5 % миопия высокой степени. Не было установлено статистически значимых коэффициентов корреляции между степенью аномалии рефракции в среднем диапазоне показателей и частотой возникновения ОС у детей. Зависимость между возникновением отслойки сетчатки и миопией высокой степени при РОС и ТОС имела статистически достоверную значимость ($\chi^2_{A1} = 23,3$; $p < 0,001$; $\chi^2_{B1} = 14,4$; $p < 0,001$).

На основе проведенного ретропроспективного изучения медицинской документации, данных осмотров, оценки шансов предполагаемых факторов риска и результатов лечения пациентов был разработан способ прогноза вероятности развития отслойки сетчатки у пациентов детского

возраста при наличии предикторов ОС. Наиболее значимым предполагаемым факторам риска в детерминировании развития ОС у детей присваивался балльный эквивалент в соответствии с частотой наличия в преморбидном периоде и доказанной либо предполагаемой значимостью – 1,0 балл. Для некоторых клинических признаков, имеющих роль этиопатогенетического механизма, важна степень выраженности изменений либо проявлений. Например, количество заинтересованных секторов глазного дна, стадии рубцовых изменений при ретинопатии недоношенных, степень развития пролиферативной витреоретинопатии, наличие диализа сетчатки. Таким признакам присваивалось от 1,0 до 4,0 баллов. Такой способ позволяет количественно оценить вероятность развития отслойки сетчатки у детей и выделить группы риска. В соответствии с определенной группой риска, становится возможной разработка дальнейшего плана персонализированного динамического наблюдения за пациентом – с определенными сроками и кратностью контрольных осмотров, включая проведение необходимых дополнительных офтальмологических исследований и превентивного лазерного лечения.

Выводы

Анализ отношения шансов позволил определить доминирующие предикторы ОС у детей. Применение предложенного способа оценки вероятности развития ОС позволило у детей группы сравнения выявить изменения витреоретинального интерфейса, которые потребовали проведения первичного лазерного профилактического лечения в 46,7 % случаев (113 глазах) в течение трехлетнего периода наблюдения. Повторное и отсроченное лечение потребовалось в 35,8 % (86 глаз) случаев. Отслойка сетчатки развилась у 5,0 % пациентов (12 глаз) с облигатными предетслоечными дегенерациями ретины. У 45,4 % детей (109 глаз) проводилось динамическое наблюдение без лечения. В 95,0 % глаз удалось предотвратить развитие отслойки сетчатки.

Список литературы / References

1. Wang N.K, Chen Y.P, Lai C.C, Chen T.L, Yang K.J, Kuo Y.H, Chao A.N, Wu W.C, Chen K.J, Hwang Y.S, Yeung L., Liu L. Paediatric retinal detachment: comparison of high myopia and extreme myopia. *Br J Ophthalmol*. 2009;93(5):650–655.
2. Meier P. Retinal detachment in children: differential diagnosis and current therapy. *KlinMonblAugenheilkd*. 2008;225(9):779–790.
3. Lavinsky D., Sramek C., Wang J. Subvisible retinal laser therapy: titration algorithm and tissue response. *Retina*. 2013;34(1):87–97.
4. Chen S.-N., Lian I., Hwang Y.-Ch., Chen Y.-H. Intravitreal anti-vascular endothelial growth factor treatment for retinopathy of prematurity: comparison between Ranibizumab and Bevacizumab. *Retina*. 2015;35(4):667-674.
5. Nuzzi R., Lavia C., Spinetta R., Nuzzi R. Paediatric retinal detachment: a review. *Int J. Ophthalmol*. 2017 Oct 18;10(10):1592-1603. doi: 10.18240/ijo.2017.10.18. eCollection 2017. *Int J Ophthalmol*. 2017. PMID: 29062781 Free PMC article. Review.

Сведения об авторе

Сущеня Г.А., врач-офтальмолог отделения детской офтальмологии учреждения здравоохранения «Минская областная детская клиническая больница».

Адрес для корреспонденции

220131, Республика Беларусь,
Минская область, пос. Лесной, 40,
Минская областная
детская клиническая больница
тел. +375-17-265-17-07
e-mail: info@modk.by
Сущеня Галина Анатольевна

Information about the author

Suschenia H.A., Doctor at the Department of Pediatric Ophthalmology of the Health care Institution of Minsk Regional Children's Clinical Hospital.

Address for correspondence

220131, Republic of Belarus,
Minsk region, Lesnoy vill., 40,
Health care Institution "Minsk Regional
Children's Clinical Hospital"
tel.: +375-17-265-17-07
e-mail: info@modk.by
Sushchenia Halina Anatolievna

ПРИЛОЖЕНИЕ

В аннотацию, текст и рисунки статьи «Исследование применимости ДПФ-модулированного банка фильтров в системах со значительным усилением спектральных составляющих» авторов Н.С. Санько, М.И. Вашкевич, опубликованной в Т. 19, № 6 журнала «Доклады БГУИР» (с. 14–22), были внесены изменения. В связи с этим указанные фрагменты статьи необходимо читать в следующей редакции.

На сайте журнала в №6, 2021 г. размещена актуальная версия статьи.

Аннотация. Целью работы является исследование применимости ДПФ-модулированного банка фильтров в системах, требующих значительного усиления спектральных составляющих, таких как слуховой аппарат. Приведено описание метода анализа/синтеза звукового сигнала на основе кратковременного преобразования Фурье (КВПФ), используемого в большинстве систем обработки речевой информации. Показано, что ДПФ-модулированный банк фильтров является обобщением метода обработки на основе КВПФ. В системе анализ/синтез на основе ДПФ-модулированного банка фильтров входной сигнал разделяется на субполосы, проходя через банк фильтров анализа, далее происходит усиление сигнала в каждой субполосе, конечным этапом является восстановление сигнала с помощью банка фильтров синтеза. Однако в цифровых системах со значительным усилением спектральных составляющих из-за разницы в коэффициентах усиления для каждой субполосы результирующий сигнал после восстановления имеет искажения. В работе приводятся выражения для функции искажений и функции спектрального наложения, позволяющие оценить величину искажений, возникающих в системе анализ/синтез ДПФ-модулированного банка фильтров. Также предложены эффективные алгоритмы расчета функции искажений и функции спектральных наложений. В дальнейшем планируется разработка процедуры оптимизации ДПФ-модулированного банка фильтров, основанной на предложенных эффективных алгоритмах расчета функций искажений и спектральных наложений банка фильтров.

Таким образом, для восстановления всего сигнала $\hat{x}_l(t)$ каждый фрейм, сгенерированный ОДПФ, взвешивается на синтезирующее окно и добавляется к соседним окнам с перекрытием во времени [5]. В выражении (4) $x(t)$ может быть вынесен за скобки:

$$\hat{x}_l(t) = x(t) \left(\sum_l g(t - lL)h(t - lL) \right). \quad (5)$$

В качестве окна анализа $h(n)$ возьмем окно Хэмминга

$$h(n) = 0,54 - 0,46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right), n = 0, 1, \dots, N - 1. \quad (10)$$

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) анализирующего окна имеет типичный вид. В свою очередь, синтезирующее окно характеризуется довольно значительным уровнем первого бокового лепестка; при этом наблюдается постоянный наклон спада боковых лепестков.

Для иллюстрации обработки сигнала в системе анализ/синтез на основе КВПФ ($M = N = 64, L = 32$) использовался тестовый синусоидальный сигнал с частотой 500 Гц (длительность 0,25 с, частота дискретизации 8 кГц, см. рис. 3).

В результате КВПФ можно представить в виде структуры ДПФ-модулированного банка фильтров, для которого окно анализа $h(t)$ играет роль фильтра-прототипа. Если $H(e^{j\omega})$ Фурье-образ фильтра-прототипа $h(t)$, тогда по свойству частотного сдвига выражение (11) в частотной области примет вид...

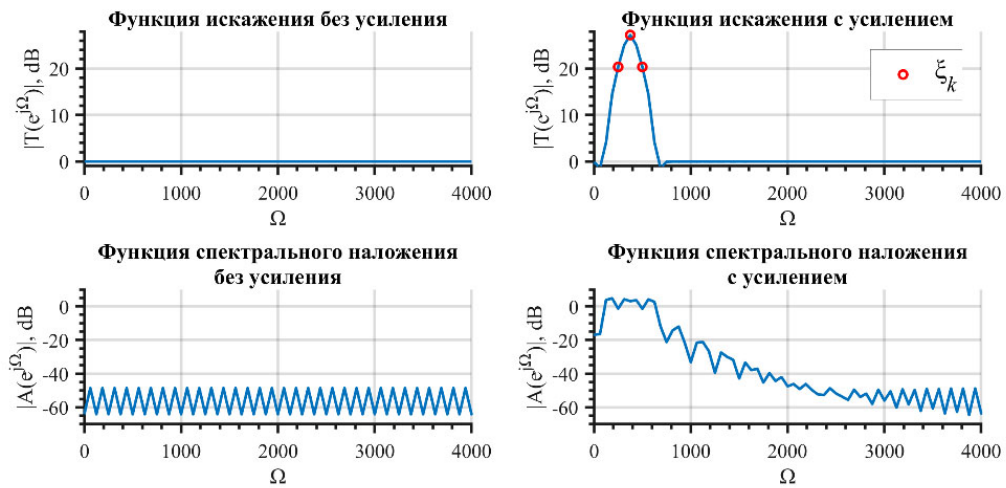


Рис. 5. Функции искажения и спектрального наложения без и с применением коэффициентов усиления
Fig. 5. Distortion and aliasing functions without and with amplification factor

