
ДОКЛАДЫ БГУИР

Выходит два раза в квартал

Научный журнал издается с января 2003 года

Главный редактор В.А. Богущ

Редакционная коллегия:

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

Редакционный совет:

И.И. Абрамов, В.Е. Агабеков, И.С. Азаров, В.В. Баранов, А.И. Белоус, И.В. Боднарь,
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,
С.П. Кундас, В.А. Куренев, В.И. Курмашев, Н.И. Листопад, С.В. Лукьянец, В.Е. Матюшков,
Л.И. Минченко, 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

<i>ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОФИЗИКА, РАДИОТЕХНИКА, ИНФОРМАТИКА</i>	
Абрамович Н.Д., Дик С.К., Василевская Л.А., Хлудеев И.И. Оценка функционального состояния кожной микрогемодинамики методами доплеровской флоуметрии и спекл-метрии	5
Пискун Г.А., Алексеев В.Ф., Романовский П.С., Стануль А.А. Исследование влияния дополнительного экранирования кварцевого генератора СВЧ устройств на снижение уровня побочных спектральных составляющих	12
Киселёв М.Г., Габец В.Л., Монич С.Г., Соболев Д.Е. Методика и аппаратные средства проверки остроты медицинских скальпелей	18
Асламов Ю.П., Давыдов И.Г., Космач Н.В., Толкач Р.В. Разреженная декомпозиция скейлограммы вибрации для мониторинга технического состояния роторного оборудования	25
Митюхин А.И., Астровский И.И. Метод описания контура объекта наблюдения.....	32
Литвинов В.С., Бильдюк Д.М. Корреляционные свойства псевдослучайной бинарной последовательности на основе системы классов вычетов	38

Боровиков С.М., Дик С.С., Фоменко Н.К. Метод прогнозирования надежности прикладных программных средств на ранних этапах их разработки	45
Карпович П.И., Корневский С.А., Муравьев В.В. Анализ методов электронной компенсации опорного сигнала в целевом канале полуактивного когерентного бистатического DVB-T2 радара	52
Пашук А.В., Гуринович А.Б., Волорова Н.А., Кузнецов А.П. Анализ методов разрешения лексической многозначности в области биомедицины	60
Сейткулов Е.Н., Боранбаев С.Н., Потапович А.В., Давыдов Г.В. Сегментация речи на фонетические элементы для систем защиты речевой информации	66
Ле Динь Ви, Купреева О.В., Дудич В.В., Филипена В.А., Лазарук С.К. Влияние поверхностного потенциала анодных алюмооксидных пленок на их зарядовые свойства	72
Капцевич О.А., Дубовский А.В., Рабченко Д.И. Временная составляющая аналитической модели действий диспетчера управления воздушным движением	79
Вилья Н., Голосов Д.А., Нгуен Т.Д. Формирование пленок оксида титана методом реактивного магнетронного распыления	88
Егоров Ю.Н. Электродинамический анализ директорной антенны методом интегральных уравнений с сокращением числа сегментов разбиения пассивных проводников	94
Буйлов Е.Н., Горшков С.А. Методика выбора параметров устройства корреляционно-фильтровой обработки широкополосного линейно-частотно-модулированного сигнала	101

Корректор Л.В. КОНДАКОВА

Компьютерный дизайн и верстка О.В. БОЙПРАВ

Подписано в печать 28.06.2019. Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная. Отпечатано на ризографе.

Усл. печ. л. 12,79. Уч.-изд. л. 10,5. Тираж 100 экз. Заказ 208.

Индекс для индивидуальной подписки 00787.

Индекс для ведомственной подписки 007872.

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

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

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2019

DOKLADY BGUIR

Published twice quarterly

The journal has been published since January, 2003

Editor-In-Chief V. A. Bogush

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

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

Web-site: www.doklady.bsuir.by

E-mail: doklady@bsuir.by

CONTENTS

ELECTRONICS, RADIOPHYSICS, RADIOENGINEERING, INFORMATICS

Abramovich N.D., Dick S.K., Vasilevskaya L.A., Khluduev I.I. Assessment of the functional state of skin microhemodynamics by the methods of Doppler fluometry and speckle-metry ..	5
Piskun G.A., Alexeev V.F., Romanovski P.S., Stanul A.A. Studying the effect of additional shielding of the quartz microwave generator on reducing the level of side spectral components	12
Kiselev M.G., Gabets V.L., Monich S.G., Sobolev D.E. Methods and apparatus means of medical scalpels sharpness checking	18
Aslamov Y.P., Davydov I.G., Kosmach N.V., Tolkach R.V. Sparse scalegram decomposition algorithm for condition monitoring of rotary equipment	25
Mitsiukhin A.I., Astrovski I.I. Method of description of the observed object contour	32
Litvinov V.S., Bildziuk D.M. Correlation properties of binary pseudorandom sequence based on residue number system	38
Borovikov S.M., Dick S.S., Fomenko N.K. Method for predicting the reliability of applied software at the early stages of their development	45
Karpovich P.I., Korenevsky S.A., Muraviov V.V. Research of electronic compensation methods of reserence signal in the surveillance channel of semi-active coherent bistatic DVB-T2 radar	52
Pashuk A.V., Gurinovich A.B., Volorova N.A., Kuznetsov A.P. Analysis of the methods of word sense disambiguation in the biomedical domain	60

Seitkulov Y.N., Boranbayev S.N., Patapovich A.V., Davydau H.V. Segmentation of speech on phonetic elements for systems of speech information protection	66
Le Dinh Vi, Kupreeva O.V., Dudich V.V., Filipenya V.A., Lazarouk S.K. Effect of surface potential of anodic alumina film on their charge properties	72
Kaptsevich O.A., Dubovskiy A.V., Rabchenok D.I. The time component of analytical model of the air traffic control dispatcher actions	79
Villa N., Golosov D.A., Nguyen T.D. Formation of titanium oxide thin films by reactive magnetron sputtering	88
Egorov Yu.N. Electrodynamics analysis of the director antenna by the method of integral equations with a reduction in the number of partitioning segments of passive conductors	94
Builov E.N., Gorshkov S.A. The selection method of parameters of the device correlation filter processing of wideband linear-frequency-modulated signal	101

УДК 535.36, 535.41

ОЦЕНКА ФУНКЦИОНАЛЬНОГО СОСТОЯНИЯ КОЖНОЙ МИКРОГЕМОДИНАМИКИ МЕТОДАМИ ДОППЛЕРОВСКОЙ ФЛОУМЕТРИИ И СПЕКЛ-МЕТРИИ

Н.Д. АБРАМОВИЧ¹, С.К. ДИК¹, Л.А. ВАСИЛЕВСКАЯ^{1,2}, И.И. ХЛУДЕЕВ^{1,3}

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

²Республиканский научно-практический центр неврологии и нейрохирургии, Республика Беларусь

³Белорусский государственный университет, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 17 декабря 2018

Аннотация. Исследованы характеристики микроциркуляции крови в тканях человека посредством регистрации и анализа динамической спекл-картины. Предложены методические подходы для оценки полученных данных с целью верификации спекл-измерений с помощью широко используемой методики доплеровской флоуметрии.

Ключевые слова: спекл-метрия, микроциркуляция крови, доплеровская флоуметрия.

Abstract. The characteristics of blood microcirculation in human tissues have been investigated by recording and analyzing a dynamic speckle pattern. Methodical approaches have been proposed for evaluating the obtained data in order to verify speckle measurements using the widely used Doppler flowmetry technique.

Keywords : specklemetry, microcirculation, Doppler flowmetry.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 123, No. 5, pp. 5-11

**Assessment of the functional state of skin microhemodynamics
by the methods of Doppler fluometry and speckle-metry**

N.D. Abramovich, S.K. Dick, L.A. Vasilevskaia, I.I. Khludeyev

DOI: <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-123-5-5-11>

Введение

Микроциркуляция – важный прогностический фактор для диагностики и лечения ряда заболеваний, таких как ишемия, атеросклероз, артрит, тромбоз и др. Характер микроциркуляции определяется преимущественно параметрами кровотока в артериолах, капиллярах и венах. Микроциркуляция играет важную физиологическую роль в обеспечении процессов оксигенации и обмена веществ в тканях, а также влияет, например, на оптические свойства кожи. Теоретическое моделирование и экспериментальные исследования динамики кровотока необходимы для диагностики и более глубокого анализа ряда заболеваний и патологий у человека с целью повышения качества лечения.

Описание методики

Лазерное излучение, попадая на шероховатую поверхность, такую как кожа, рассеивается, поглощается и отражается от слоев, образуя спекл-поле, которое используется для определения скорости кровотока.

Аналитическая методика расчета контраста спекл-структуры, сформированной излучением, рассеянным многослойной биологической тканью, при наблюдении в отраженном свете на верхней границе среды, описана в работах [1, 2]. В ее основе лежит связь теории переноса излучения (ТПИ) [3] с теорией когерентности. Аналитические решения ТПИ [4] позволили представить индикатрису рассеяния как сумму функций, у которых угловые масштабы различаются существенно [5].

При моделировании движения крови по сосудам учитывались следующие аномальные эффекты (реологические свойства) течения крови:

1) эффект Фареуса – зависимость гематокрита от диаметра сосуда, когда эритроциты сосредоточены вблизи оси течения, вследствие чего средняя скорость транспорта эритроцитов больше средней скорости течения крови в сосуде в целом;

2) около стенки сосуда имеется безэритроцитный пристеночный слой плазмы;

3) профиль скорости течения затупленный;

4) вязкость крови зависит от диаметра кровеносного сосуда (эффект Фареуса–Линдквиста).

Основываясь на двухфазной модели течения крови [6], представляем кровь как двухфазную вязкую суспензию, состоящую из ядра эритроцитов (концентрация максимальна) и пристеночного слоя плазмы (нулевая концентрация эритроцитов). В модели не учитывается влияние деформации эритроцитов и их агрегации в сосудах малого диаметра на локальный коэффициент вязкости, вращение эритроцитов, их поперечная миграция, а также и взаимодействие друг с другом.

Для решения уравнения переноса излучения (УПИ) в диффузионном приближении использовали временную автокорреляционную функцию (АКФ) диффузно отраженного света. АКФ описывается стационарным уравнением диффузии фотонов [7, 8] в условиях сильного многократного рассеяния ($\lambda \ll l^* \ll L$, L – характерный размер образца). Для этого представили АКФ в виде $G_1 = G_1^{(0)} + G_1^{(s)}$, где $G_1^{(s)}$ – функция, описывающая влияние потока на корреляционную функцию («рассеянная» волна), $G_1^{(0)}$ – соответствие макроскопическому случаю. Решение найдено путем формального решения уравнения диффузии [9, 10] и совпадает по форме с выражением для решения уравнения диффузии электромагнитной волны, рассеянной на диэлектрическом цилиндре [11]. Результаты были получены ранее другими методами [12–14], а также подтверждены экспериментально [12, 13]. Отметим, что корреляционная функция не зависит от положения $\{x, y\}$ детектора на поверхности среды, а также от величины транспортной длины пробега фотона l^* .

Известно, что спектр мощности временных флуктуаций интенсивности можно получить, используя преобразование Фурье от его АКФ (теорема Винера–Хинчина). Нормированная АКФ флуктуаций рассеянного поля (т. е. диффузионно-отраженного света) $g(\tau)$ связана с энергетическим спектром сигнала $S(\omega)$ как пара преобразования Фурье:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} g_1(\tau) \cdot \exp(-j\omega\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{G(\tau)}{G(0)} \cdot \exp(-j\omega\tau) d\tau, \quad (1)$$

где $G(0)$ – максимум временной АКФ флуктуаций рассеянного поля; $G(\tau)$ – величина временной АКФ флуктуаций рассеянного поля в момент времени τ .

Для анализа спектра флуктуаций интенсивности использовали статистику второго рода. Дисперсия, или нулевой момент M_0 , равна средней мощности процесса, среднее значение которого равно нулю. Дисперсия связана со средней концентрацией $\langle C \rangle$ движущихся частиц в объеме выборки. Средняя частота спектра [15], или первый момент M_1 , пропорциональна среднеквадратической скорости V_{rms} движущихся частиц, умноженной на их среднюю концентрацию [16] (перфузия).

Для оценки объемной скорости потока используем нормированный спектральный момент или среднеквадратическую скорость движущихся частиц [17]:

$$V_{rms} = M_1 / M_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_{min}}^{\omega_{max}} \omega \cdot S(\omega) d\omega / \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_{min}}^{\omega_{max}} S(\omega) d\omega. \quad (2)$$

Установлено, что для оценки состояния кожной микрогемодинамики могут быть достаточно эффективно использованы следующие параметры: средняя частота спектра; площадь, охватываемая спектром.

Экспериментальная часть

Функциональное состояние микрогемодинамики (МГД) кожи изучали при помощи неинвазивной лазерной спекл-оптической системы контроля микроциркуляции крови «Speckle-Scan» (разработана и изготовлена в БГУИР). После регистрации и проведения расчета АЧХ спектров флуктуации интенсивности спекл-поля, обрабатывали полученные данные в частотном диапазоне 40–1000 Гц с определением мощности спектра S , средней частоты спектра $\langle f \rangle$, коэффициента μ_s , полосового коэффициента K_b , коэффициента асимметрии спектра A_s , соотношения $\langle f \rangle / A_s$.

Одновременно исследовали кожную микрогемодинамику с помощью ультразвуковой доплерографии (УЗДГ) с использованием прибора «Минимакс-Допплер-К». При анализе показателей УЗДГ по кривой средней скорости определяли скорости кровотока: V_{am} – средняя линейная скорость (см/с) и Q_{am} – средняя объемная скорость (мл/мин).

Данные, полученные УЗДГ и аппаратом «Speckle-Scan», сопоставлялись между собой и математической моделью распространения лазерного излучения в микрогемоциркуляторном русле. Для сопоставления полученных данных с помощью обоих методов использовали математическую модель [1], написанную в программе MathCad. Глубина зондирования света в биоткань на длине волны $\lambda = 628$ нм составила 0,57 мм. Диаметр микрососуда – около 200 мкм.

Спекл-оптическое и УЗДГ обследование кожной МГД у пациента проводили в положении сидя. Манжета манометра накладывалась на плечо; в области основания тыльной поверхности первого пальца располагали приемно-осветительный датчик прибора «Speckle-Scan». Сначала проводили измерения исходного уровня кровотока в данной исследуемой области. Затем нагнетали воздух в манжетку манометра на 30 мм ртутного столба выше исходного систолического давления у пациента. На протяжении 1 мин продолжалась компрессия плечевой артерии, после чего наступала быстрая декомпрессия сосуда. После декомпрессии каждую минуту (1, 2, 3, 4 и 5) проводили запись УЗДГ и спекл-оптических кривых у 10 пациентов по 10 раз у каждого. В программе Statistica 10.0 проводилась статистическая обработка полученных результатов исследований.

Результаты и их обсуждение

Анализ полученных данных показывает, что сдавливание манжетой руки пациента приводит к небольшому кратковременному ухудшению микроциркуляции крови. По истечении небольшого промежутка времени она восстанавливается до исходных значений. При снижении интенсивности кожного кровотока вследствие наступления гиперемии происходит уменьшение параметров $\langle f \rangle$ и Q . При регистрации $\langle f \rangle$ и Q сразу после прекращения воздействия наблюдалось резкое увеличение указанных параметров до значений, соответствующих нормальному кровотоку.

Объемная скорость кровотока зависит от диаметра сосудов. Максимальная объемная скорость кровотока наблюдается в аорте, наименьшая – в капиллярах. Однако объемная скорость кровотока во всех капиллярах системного круга кровообращения равна объемной скорости кровотока в аорте, т. е. количество крови, протекающей за единицу времени через разные участки сосудистого русла, одинаково.

Линейная скорость кровотока на исследуемом участке изменяется в пределах от 0,5 до 3 см/с.

На рис. 1 приведены результаты измерений МГД с использованием спекл-метрического метода. Анализ данных измерений показал, что усредненная мощность спектра флуктуаций интенсивности рассеянного излучения $P(w)$, или нулевой момент M_0 , после декомпрессии сосуда увеличивается примерно на 15 % в сравнении с нормальным состоянием (рис. 1, а, б).

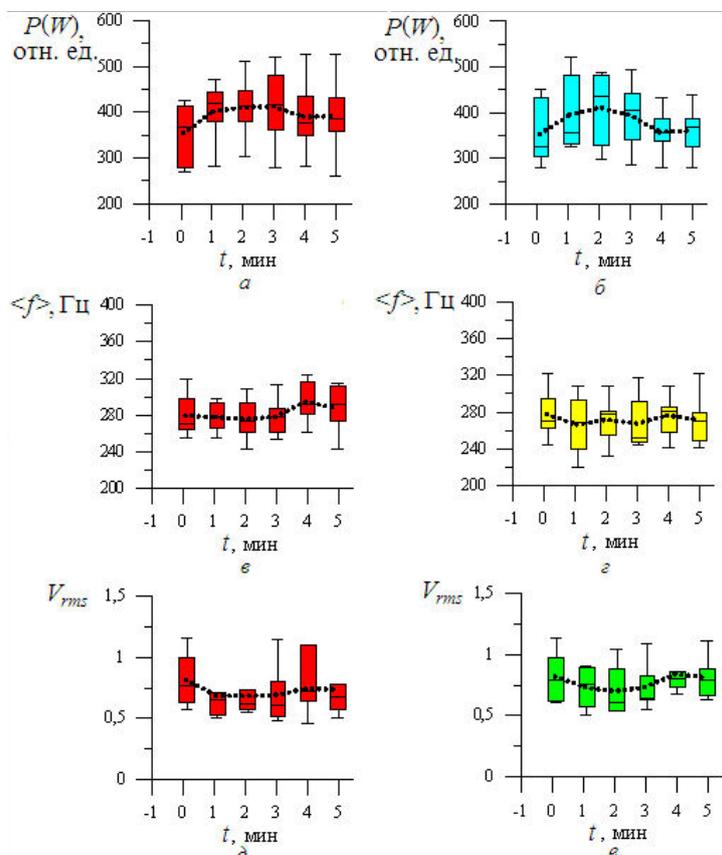


Рис. 1. Величины мощности спектра (а, б), средней частоты (в, г) и скорости кровотока (д, е), измеренные прибором «Speckle-Scan»: а, в, д – левая рука; б, г, е – правая рука

Скорость кровотока, как линейная, так и объемная, при этом увеличилась почти вдвое (рис. 2, в, г). Нормированный момент (абсолютная скорость кровотока) после гиперемии снижается на некоторое время, а затем возвращается к исходному значению (рис. 1, д, е). Максимальная относительная погрешность измерений указанных параметров – не более 10 %.

При сопоставлении экспериментальных результатов с данными математического моделирования (рис. 3) наблюдается положительная корреляция $R > 0,8$, однако амплитуды изменения параметров микроциркуляции в модельных расчетах несколько ниже.

Наблюдаемые различия могут быть связаны с тем, что при измерении УЗДГ скорости кровотока учитывается не только капиллярный кровоток, но и кровотоки в артериолах и венах, что до конца не учитывается в данной математической модели. Главная проблема спекл-метрии и доплеровской диагностики в том, что точное значение рассеивающих характеристик (g -фактора и др.), используемых в предложенных оптических моделях микрососуда, не известно а priori [17].

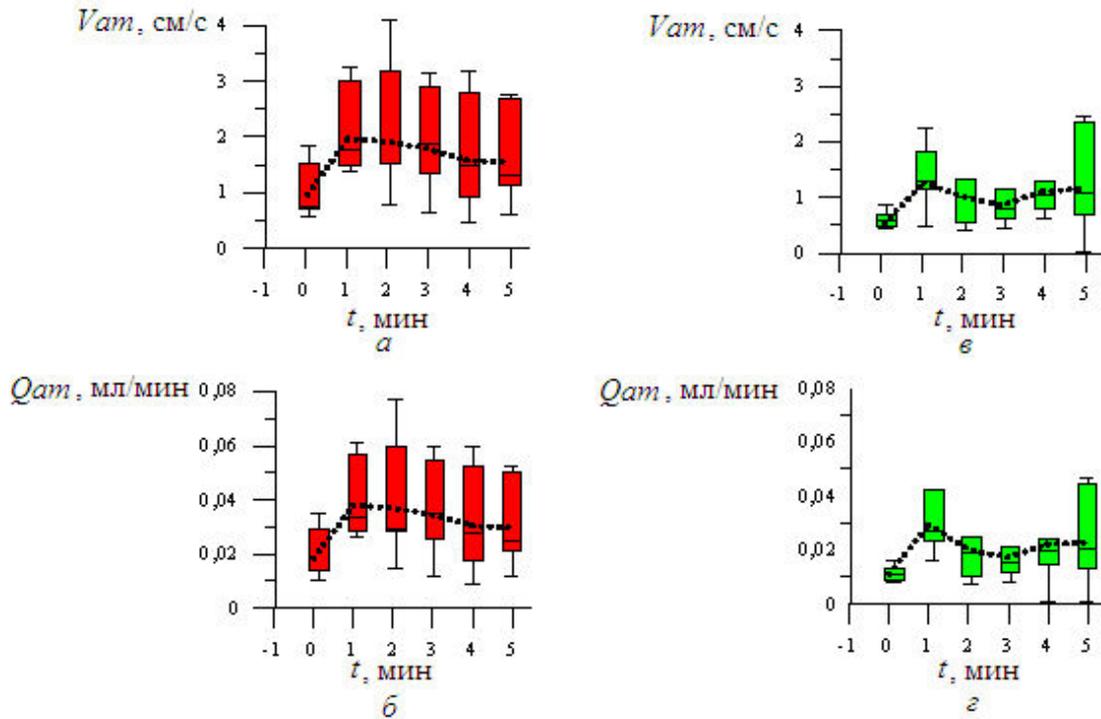


Рис. 2. Величины линейной (δ , ϵ) и объемной (a , $в$) скоростей кровотока, измеренные прибором УЗДГ: a , $в$ – левая рука; δ , ϵ – правая рука

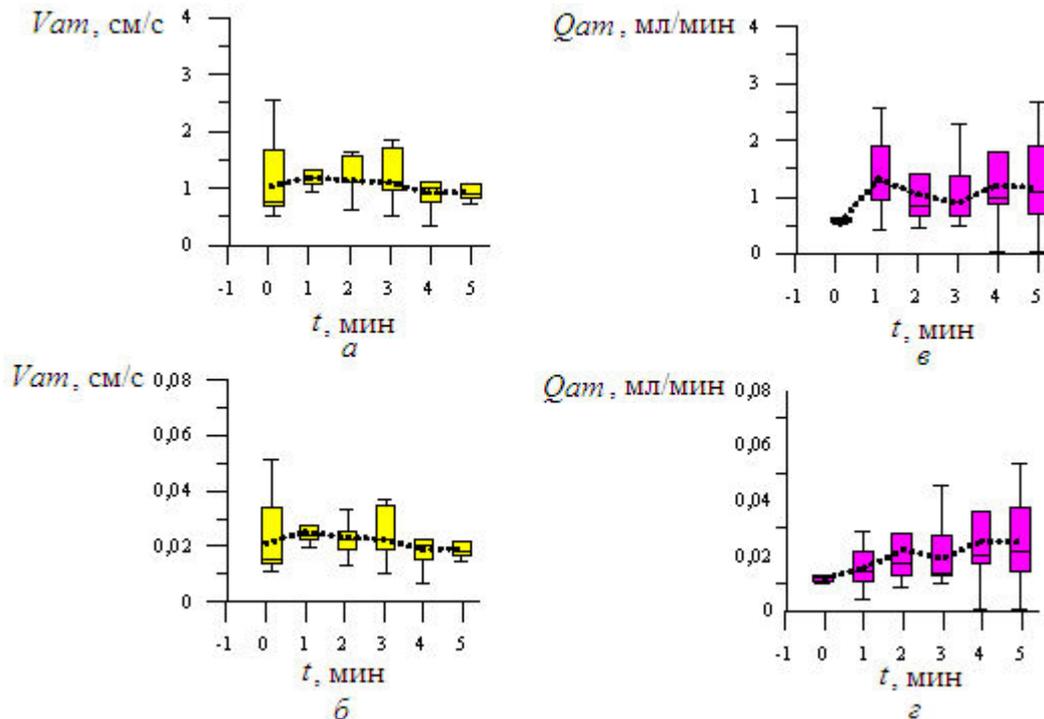


Рис. 3. Величины линейной (δ , ϵ) и объемной (a , $в$) скоростей кровотока при моделировании в программе MathCad: a , $в$ – левая рука; δ , ϵ – правая рука

Заключение

Проведена верификация спекл-метрического метода контроля МГД (прибор «Speckle-scan») с помощью методов ультразвуковой доплеровской флоуметрии и математического моделирования распространения лазерного излучения в микрогемодиализном русле.

Мощность спектра на левой и правой руке равны $393,77 \pm 14,96$ отн. ед.

и $379,24 \pm 21,65$ отн. ед. при средних частотах $282,10 \pm 5,89$ Гц и $271,94 \pm 3,31$ Гц соответственно. Нормированный спектральный момент – $0,748 \pm 0,039$ и $0,774 \pm 0,052$ на левой и правой руке. Линейные скорости кровотока, измеренные аппаратом УЗДГ, на левой и правой руке принимают значения $1,791 \pm 0,163$ см/с и $1,139 \pm 0,119$ см/с, объемные скорости кровотока – $0,031 \pm 0,005$ мл/мин и $0,032 \pm 0,004$ мл/мин соответственно. Данные, полученные в среде MathCad, для линейных скоростей (левая и правая рука) – $1,072 \pm 0,093$ см/с и $1,085 \pm 0,213$ см/с, объемная скорость кровотока – $0,0216 \pm 0,002$ мл/мин и $0,0197 \pm 0,004$ мл/мин. Установлены наиболее значимые параметров оценки функционального состояния кровотока в поверхностных слоях биоткани: первый момент (средняя частота спектра) отражает перфузию, а нормированный спектральный момент характеризует объемную скорость кровотока.

При сопоставлении экспериментальных результатов с данными математического моделирования наблюдается положительная корреляция $R > 0,8$, однако амплитуды изменения параметров микроциркуляции в модельных расчетах несколько ниже, так как при измерении УЗДГ скорости кровотока учитывается не только капиллярный кровоток, но и кровотоки в артериолах и венах, что влияет на величину регистрируемых показателей и до конца не учитывается в данной математической модели. Кроме того, при гиперемии, наряду с расширением и переполнением сосудов кровью, на локальном участке происходят деформация и агрегация эритроцитов, которые также не учитываются в данной математической модели.

Список литературы

1. Моделирование спекл-структуры светового поля внутри многослойной ткани кожи / Н.Д. Абрамович [и др.] // Инженерно-физический журнал. 2013. Т. 86, № 6. С. 1288–1295.
2. Дик С.К. Лазерно-оптические методы и технические средства контроля функционального состояния биообъектов. Минск: БГУИР, 2014. 234 с.
3. Долин Л.С. Уравнения для корреляционных функций волнового пучка в хаотически неоднородной среде // Изв. вузов. Радиофизика. 1968. Т. 11, № 6. С. 840–849.
4. Зеге Э.П. Кацев И.Л., Иванов А.П. Перенос изображения в рассеивающей среде. Минск: Наука и техника, 1985. 327 с.
5. Иванов А.П. Кацев И.Л. О спекл-структуре светового поля в дисперсной среде, освещенной лазерным пучком // Квантовая электроника. 2005. Т. 35, № 7. С. 670–674.
6. Pries A.R., Secomb T.W. Blood flow in microvascular networks // Microcirculation. 2008. P. 3–36.
7. Correlation transfer-application of radiative transfer solution methods to photon correlation problems / V. Ackerson [et al.] // J. Thermophys Heat Transfer. 1992. Vol. 6 (4). P. 577–588.
8. Correlation transfer: development and application / R. Dougherty [et al.] // J. of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer. 1994. Vol. 52 (6). P. 713–727.
9. Морс Ф.М., Фешбах Г. Методы теоретической физики. М.: Изд-во иностр. лит., 1958. 932 с.
10. Walker S.A., Boas D.A., Gratton E. Photon density waves scattered from cylindrical inhomogeneities: theory and experiments // Appl Opt. 1998. Vol. 37 (10). P. 1935–1944.
11. Ван де Хюлст Г. Рассеяние света малыми частицами. М.: Изд-во иностр. лит., 1961. 537 с.
12. Maret G., Wolf P.E. Multiple light scattering from disordered media. The effect of brownian motion of scatterers // Zeitschrift fur Physik B Condensed Matter. 1987. Vol. 65 (4). P. 409–413.
13. Diffusing wave spectroscopy / D.J. Pine [et al.] // Phys. rev. lett. 1988. Vol. 60 (12). P. 1134.
14. Stephen M.J. Temporal fluctuations in wave propagation in random media // Phys. Rev., B Condens. Matter. 1988. Vol. 37 (1). P. 1–5.
15. Базылев Н.Б., Фомин Н.А. Количественная визуализация течений, основанная на спекл-технологиях. Минск: Беларуская навука, 2016. 427 с.
16. Bonner R., Nossal R. Model for laser Doppler measurements of blood flow in tissue // Appl Opt. 1981. Vol. 20 (12). P. 2097–2107.
17. Тучин В.В. Оптика биологических тканей: методы рассеяния света в медицинской диагностике. М.: Физматлит, 2013. 812 с.

References

1. Modelirovanie spekl-struktury svetovogo polja vnutri mnogoslnoy tkani kozhi / N.D. Abramovich [i dr.] // Inzhenerno-fizicheskij zhurnal. 2013. T. 86, № 6. S. 1288–1295.

2. Dik S.K. Lazerno-opticheskie metody i tehicheskie sredstva kontrolja funkcional'nogo sostojanija bioob'ektov. Minsk: BGUIR, 2014. 234 s.
3. Dolin L.S. Uravnenija dlja korreljacionnyh funkcij volnovoogo puchka v haoticheski neodnorodnoj srede // *Izv. vuzov. Radiofizika*. 1968. T. 11, № 6. S. 840–849. (in Russ.)
4. Zege Je.P. Kacev I.L., Ivanov A.P. Perenos izobrazhenija v rasseivajushhej srede. Minsk: Nauka i tehnika, 1985. 327 s. (in Russ.)
5. Ivanov A.P. Kacev I.L. O spekl-strukture svetovogo polja v dispersnoj srede, osveshhennoj lazernym puchkom // *Kvantovaja jelektronika*. 2005. T. 35, № 7. S. 670–674. (in Russ.)
6. Pries A.R., Secomb T.W. Blood flow in microvascular networks // *Microcirculatio*. 2008. P. 3–36.
7. Correlation transfer-application of radiative transfer solution methods to photon correlation problems / B. Ackerson [et al.] // *J. Thermophys Heat Transfer*. 1992. Vol. 6 (4). P. 577–588.
8. Correlation transfer: development and application / R. Dougherty [et al.] // *J. of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer*. 1994. Vol. 52 (6). P. 713–727.
9. Mors F.M., Feshbah G. Metody teoreticheskoj fiziki. M.: Izd-vo inostr. lit., 1958. 932 s. (in Russ.)
10. Walker S.A., Boas D.A., Gratton E. Photon density waves scattered from cylindrical inhomogeneities: theory and experiments // *Appl Opt*. 1998. Vol. 37 (10). P. 1935–1944.
11. Van de Hjulst G. Rassejanie sveta malymi chasticami. M.: Izd-vo inostr. lit., 1961. 537 s. (in Russ.)
12. Maret G., Wolf P.E. Multiple light scattering from disordered media. The effect of brownian motion of scatterers // *Zeitschrift fur Physik B Condensed Matter*. 1987. Vol. 65 (4). P. 409–413.
13. Diffusing wave spectroscopy / D.J. Pine [et al.] // *Phys. rev. lett*. 1988. Vol. 60 (12). P. 1134.
14. Stephen M.J. Temporal fluctuations in wave propagation in random media // *Phys. Rev., B Condens. Matter*. 1988. Vol. 37 (1). P. 1–5.
15. Bazylev N.B., Fomin N.A. Kolichestvennaja vizualizacija techenij, osnovannaja na spekl-tehnologijah. Minsk: Belaruskaja navuka, 2016. 427 s. (in Russ.)
16. Bonner R., Nossal R. Model for laser Doppler measurements of blood flow in tissue // *Appl Opt*. 1981. Vol. 20 (12). P. 2097–2107.
17. Tuchin V.V. Optika biologicheskikh tkanej: metody rassejanija sveta v medicinskoj diagnostike. M.: Fizmatlit, 2013. 812 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

Абрамович Н.Д., научный сотрудник Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Дик С.К., к.ф.-м.н., доцент, первый проректор Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Василевская Л.А., к.м.н., доцент, ведущий научный сотрудник РНПЦ неврологии и нейрохирургии.

Хлудеев И.И., к.б.н., доцент, старший научный сотрудник НИЛ биофизики и биотехнологии кафедры биофизики Белорусского государственного университета.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел.+375-33-314-94-38;
e-mail: fitix@yandex.ru
Абрамович Николай Дмитриевич

Information about the authors

Abramovich N.D., scientific researcher of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Dick S.K., PhD, associate professor, first vice rector of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Vsilevskaya L.A., PhD, associate professor, leading researcher of the RSPC of neurology and neurosurgery.

Khludeyev I.I., PhD, associate professor, Senior researcher of the scientific research laboratory of biophysics and biotechnology of Belarusian state university.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki str., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-33-314-94-38;
e-mail: fitix@yandex.ru
Abramovich Nikolai Dmitrievich

УДК 621.373.121.13

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ДОПОЛНИТЕЛЬНОГО ЭКРАНИРОВАНИЯ КВАРЦЕВОГО ГЕНЕРАТОРА СВЧ УСТРОЙСТВ НА СНИЖЕНИЕ УРОВНЯ ПОБОЧНЫХ СПЕКТРАЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ

Г.А. ПИСКУН¹, В.Ф. АЛЕКСЕЕВ¹, П.С. РОМАНОВСКИЙ¹, А.А. СТАНУЛЬ²

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

²СКБ «Радиотехпроект», Республика Беларусь

Поступила в редакцию 24 апреля 2019

Аннотация. В работе представлены результаты эксперимента по исследованию влияния экранирования СВЧ устройства на уровень побочных спектральных составляющих (ПСС) излучения его кварцевого генератора. Экспериментальным путем определен принцип экранирования, которому соответствует минимальный уровень ПСС указанного элемента ($-90,3$ dBm). На основании полученных результатов предложено модифицированное место установки кварцевого генератора.

Ключевые слова: экранирование, побочная спектральная составляющая, кварцевый генератор, СВЧ устройство.

Abstract. The results of an experiment to study the effect of the microwave device shielding principle on the level of side spectral components (SSC) of its quartz generator radiation. The shielding principle which corresponds to the minimum SSC level of this element (-90.3 dBm) has been determined experimentally. Based on the obtained results, a modified installation location of the quartz generator has been proposed.

Keywords: shielding, side spectral component, quartz generator, microwave device.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 123, No. 5, pp. 12-17

Studying the effect of additional shielding of the quartz microwave generator on reducing the level of side spectral components

G.A. Piskun, V.F. Alexeev, P.S. Romanovski, A.A. Stanul

DOI: <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-123-5-12-17>

Введение

Воздействие электромагнитного излучения (ЭМИ) на высокочувствительную СВЧ аппаратуру приводит к изменению ее параметров или полному выходу из строя, что связано с переходом приемно-усилительных трактов в рассогласованный режим и возникновением перенапряжений в элементной базе [1]. Одним из наиболее эффективных способов достижения внутренней электромагнитной совместимости (ЭМС) СВЧ устройств является экранирование [1–9].

Особенно важен правильный выбор метода экранирования, материала экрана и его конструкции именно на начальном этапе проектирования, поскольку он будет определять возможность успешного прохождения испытаний на ЭМС и качественного функционирования разрабатываемой аппаратуры [2].

Объект исследования

Одним из наиболее часто используемых электрорадиоэлементов в СВЧ технике является кварцевый генератор – автогенератор электромагнитных колебаний с колебательной

системой, в состав которой входит кварцевый резонатор. Данный элемент предназначен для получения колебаний постоянной частоты с высокой температурной и временной устойчивостью, низким уровнем фазовых шумов.

Кварцевый генератор характеризуется высоким значением добротности (10^4 – 10^6) эквивалентного колебательного контура, однако в некоторых случаях он может служить и источником побочных спектральных составляющих (ПСС). Поэтому данный элемент требует дополнительной экранировки, хоть и имеет металлический корпус, который служит для него экраном.

В лаборатории ООО «СКБ Радиотехпроект» был проведен эксперимент, который показал зависимость уровня ПСС, генерируемых кварцевым генератором, от способа экранирования. Устройство, на котором измерялся уровень ПСС, разработано на предприятии и является широкополосным многоканальным приемником 3–3000 МГц с двойным преобразованием частоты.

В устройстве использован широко распространенный кварцевый генератор с очень низкими уровнями фазового шума CVND-950X-100 (100 МГц), производитель – Crystek Corporation [3]. Также этот генератор имеет довольно распространенный тип корпуса 9×14 mm SMT, поэтому проводимое исследование будет актуально и для других устройств со схожим корпусом.

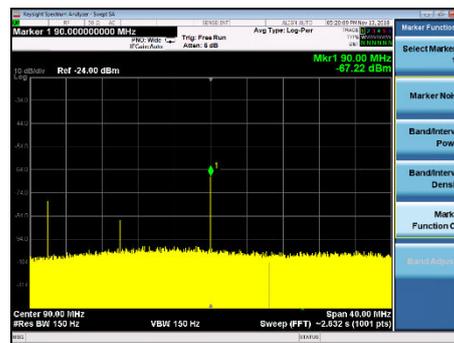
Тракт формирования опорных частот состоит из нескольких петель фазовых автоподстроек частоты (ФАПЧ). В результате работы устройства было установлено, что при работе на определенных участках в спектре выходного сигнала на промежуточной частоте (90 МГц) появляется гармоника, которой быть не должно, так как на входе приемника нет сигнала. Экспериментальным путем было выяснено, что причиной ее возникновения является кварцевый генератор. Способ образования данной гармоники не очевиден, его рассмотрение выходит за рамки данной статьи.

Описание эксперимента

Эксперимент проходил в несколько этапов. На первом этапе печатная плата устройства с компонентами устанавливалась в корпус, при этом корпус не был закрыт крышкой (рис. 1, а). Уровень ПСС (–67,22 dBm), снятый с анализатора спектра Keysight N9000A, показан на рис. 1, б.



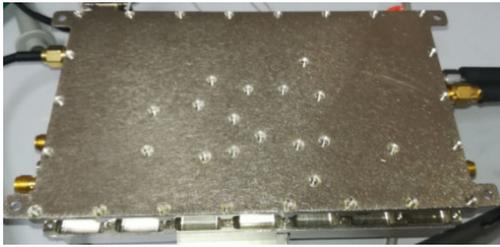
а



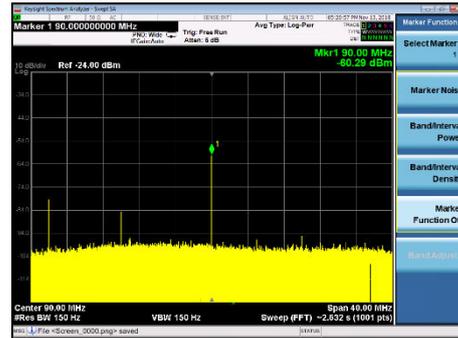
б

Рис. 1. Общий вид устройства «Приемник широкополосный многоканальный 3–3000 МГц» с обозначенным кварцевым генератором (а) и показания анализатора спектра устройства (б)

На втором этапе корпус с установленной платой дополнительно закрывался крышкой (рис. 2, а). Уровень ПСС на данном этапе показан на рис. 2, б. На данном этапе эксперимента уровень ПСС увеличился до значения –60,29 dBm. Можно предположить, что помехи усилились из-за возможного переотражения от крышки, что вызвано отсутствием электрического контакта (наличием зазора) между корпусом генератора и крышкой устройства.



a

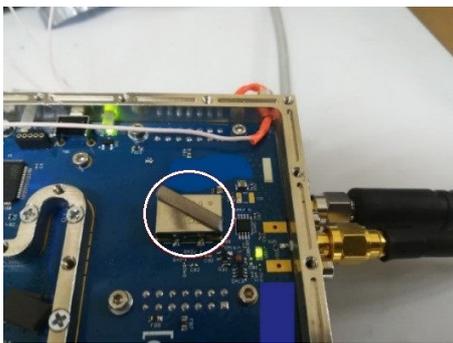


б

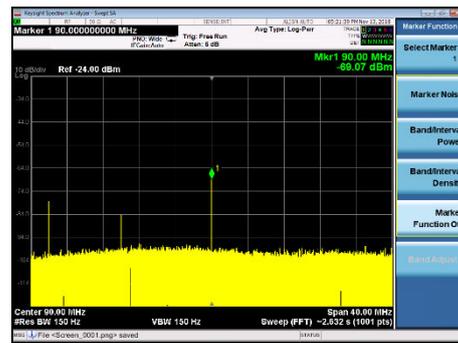
Рис. 2. Общий вид устройства «Приемник широкополосный многоканальный 3–3000 МГц» с установленной крышкой (*a*) и показания анализатора спектра устройства (*б*)

Далее на источник помех (кварцевый генератор) устанавливался проводящий материал (рис. 3, *a*), который создавал электрический контакт корпуса элемента с крышкой корпуса устройства. На данном этапе корпус устройства накрывался крышкой, как и в предыдущем случае.

Уровень ПСС ($-69,07$ dBm), который получен при помощи анализатора спектра на данном этапе, показан на рис. 3, *б*.



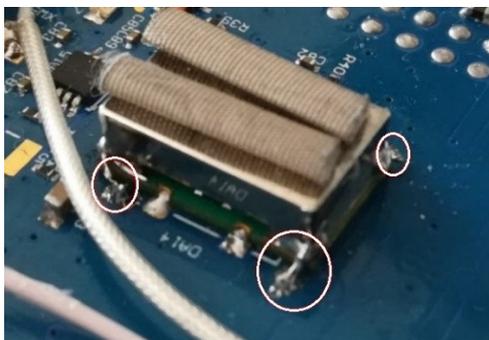
a



б

Рис. 3. Общий вид устройства «Приемник широкополосный многоканальный 3–3000 МГц» с обозначением кварцевого генератора с установленным электропроводящим материалом (*a*) и показания анализатора спектра устройства (*б*)

Четвертый этап заключался в дополнительной пропайке корпуса кварцевого генератора к «земле» (рис. 4, *a*). Уровень ПСС на данном этапе уменьшился до уровня $-87,88$ dBm, что видно на показаниях анализатора спектра (рис. 4, *б*).



a



б

Рис. 4. Общий вид устройства «Приемник широкополосный многоканальный 3–3000 МГц» с дополнительно пропаянным корпусом кварцевого генератора (*a*) и показания анализатора спектра устройства (*б*)

На заключительном этапе использовались все предыдущие способы экранирования, и в дополнении к этому корпус устройства закрывался крышкой. На данном этапе был получен минимальный уровень помех ($-90,3 \text{ dBm}$) (рис. 5).

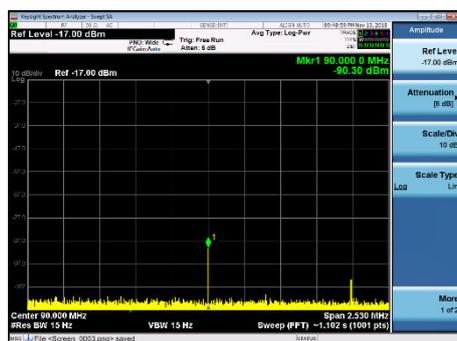


Рис. 5. Показания анализатора спектра устройства на заключительном этапе эксперимента

На первом этапе эксперимента уровень помех составлял $-67,22 \text{ dBm}$, на последнем этапе – $-90,3 \text{ dBm}$. Данные значения показывают, что уровень помех на заключительном этапе эксперимента уменьшился почти в 200 раз.

Результаты исследований

Эксперимент проходил в несколько этапов, которые включали в себя определенные методы экранирования. Каждый последующий метод экранирования дополнял предыдущий. Описание каждого этапа эксперимента и показания анализатора спектра сведены в таблицу.

Значения уровня ПСС от метода экранирования

Метод экранирования	Уровень ПСС, dBm
1. Печатная плата устройства с компонентами установлена в корпус, корпус не закрыт крышкой	$-67,22$
2. Корпус устройства с установленной платой закрыт крышкой	$-60,29$
3. Печатная плата устройства с компонентами установлена в корпус, размещен проводящий материал на источнике помех (создание электрического контакта между корпусом кварцевого генератора и крышкой корпуса устройства), корпус устройства закрыт крышкой	$-69,07$
4. Печатная плата устройства с компонентами установлена в корпус, корпусом кварцевого генератора дополнительно пропаян к «земле», крышка устройства не устанавливается	$-87,88$
5. Печатная плата устройства с компонентами установлена в корпус, корпус кварцевого генератора дополнительно пропаян к «земле», размещен проводящий материал на источнике помех (создание электрического контакта между корпусом кварцевого генератора и крышкой корпуса устройства), корпус устройства закрыт крышкой	$-90,3$

По результатам эксперимента авторами предлагается модифицированное место установки кварцевого генератора CVHD-950X-100 (100 МГц) с типом корпуса $9 \times 14 \text{ mm SMT}$ (рис. 6).

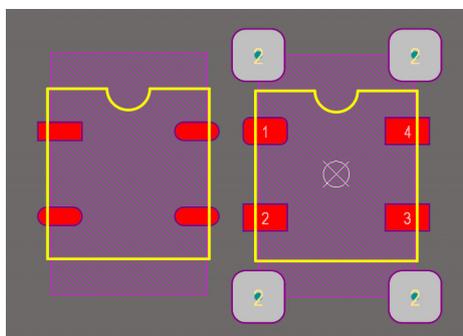


Рис. 6. Схематическое изображение исследуемого кварцевого генератора: вид слева – первоначальное место установки, вид справа – экспериментально обоснованное место установки с дополнительной пропайкой корпуса кварцевого генератора

Данное место установки можно использовать и для других элементов со схожим типом корпуса.

Заклучение

В ходе эксперимента были получены уровни ПСС, на основании которых можно сделать вывод, что иногда стандартных методов экранирования недостаточно, чтобы достичь минимального уровня ПСС. Поэтому для достижения этой цели можно использовать дополнительный метод экранирования, заключающийся в доработке посадочного места для кварцевого генератора с корпусом 9×14 mm SMT и в обеспечении электрического контакта экрана кварцевого генератора с корпусом изделия.

Список литературы

1. Воздействие мощного электромагнитного излучения на радиоэлектронные средства [Электронный ресурс]. URL: <https://cyberleninka.ru/article/v/vozdeystvie-moschnogo-elektromagnitnogo-izlucheniya-na-radioelektronnye-sredstva> (дата обращения: 24.04.2019).
2. Экранирование радиоэлектронной аппаратуры как метод обеспечения электромагнитной совместимости [Электронный ресурс]. URL: <https://www.soel.ru/upload/clouds/1/iblock/740/740b715eaa6b232c95a1fcd445e96579/20150886.pdf> (дата обращения: 24.04.2019).
3. CVHD-950 VCXO Ultra-Low Phase Noise Oscillators [Электронный ресурс]. URL: <http://www.crystek.com/crystal/spec-sheets/vcxo/CVHD-950.pdf> (дата обращения: 24.04.2019).
4. Воробьев Е.А. Экранирование СВЧ конструкций. М.: Сов. радио, 1979. 136 с.
5. Шапиро Д.Н. Электромагнитное экранирование. Долгопрудный: Интеллект, 2010. 120 с.
6. Гроднев И.И. Электромагнитное экранирование в широком диапазоне частот. М.: Связь, 1972. 114 с.
7. Шапиро Д.Н. Основы теории электромагнитного экранирования. М.: Энергия, 1975. 112 с.
8. Кечиев Л.Н., Акбашев Б.Б., Степанов П.В. Экранирование технических средств и экранирующие системы. М.: Группа ИДТ, 2010. 110 с.
9. Рогинский В.Ю. Экранирование в радиоустройствах. М.: Медиа, 1969. 109 с.

References

1. *Vozdejstvie moshhnogo jelektromagnitnogo izlucheniya na radiojelektronnye sredstva* [Electronic resource]. URL: <https://cyberleninka.ru/article/v/vozdeystvie-moschnogo-elektromagnitnogo-izlucheniya-na-radioelektronnye-sredstva> (date of access: 24.04.2019). (in Russ.)
2. *Jekranirovanie radiojelektronnoj apparatury kak metod obespechenija jelektromagnitnoj sovmestimosti* [Electronic resource]. URL: <https://www.soel.ru/upload/clouds/1/iblock/740/740b715eaa6b232c95a1fcd445e96579/20150886.pdf> (date of access: 24.04.2019). (in Russ.)
3. *CVHD-950 VCXO Ultra-Low Phase Noise Oscillators* [Electronic resource]. URL: <http://www.crystek.com/crystal/spec-sheets/vcxo/CVHD-950.pdf> (date of access: 24.04.2019).
4. *Vorob'ev E.A. Jekranirovanie SVCh konstrukcij*. M.: Sov. radio, 1979. 136 s. (in Russ.)
5. *Shapiro D.N. Jelektromagnitnoe jekranirovanie. Dolgoprudnyj: Intellect, 2010. 120 s.* (in Russ.)
6. *Grodnev I.I. Jelektromagnitnoe jekranirovanie v shirokom diapazone chastot. M.: Svjaz', 1972. 114 s.* (in Russ.)
7. *Shapiro D.N. Osnovy teorii jelektromagnitnogo jekranirovanija. Moskva: Jenergija, 1975. 112 s.* (in Russ.)
8. *Kechiev L.N., Akbashev B.B., Stepanov P.V. Jekranirovanie tehicheskikh sredstv i jekranirujushhie sistemy. Moskva: Gruppya IDT, 2010. 110 s.* (in Russ.)
9. *Roginskij V.Ju. Jekranirovanie v radioustrojstvah. Moskva: Media, 1969. 109 s.* (in Russ.)

Сведения об авторах

Пискун Г.А., к.т.н., доцент, доцент кафедры проектирования информационно-компьютерных систем Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Алексеев В.Ф., к.т.н., доцент, доцент кафедры проектирования информационно-компьютерных систем Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Романовский П.С., магистрант кафедры проектирования информационно-компьютерных систем Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Piskun G.A., PhD, associate professor, associate professor of the department of information and computer systems design of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Alexeev V.F., PhD, associate professor, associate professor of the department of information and computer systems design of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Romanovski P.S., master student of the department of information and computer systems design of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Стануль А.А., начальник отдела разработки
и производства аппаратных средств
ООО «СКБ Радиотехпроект».

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293-20-80;
e-mail: piskunbsuir@gmail.com
Пискун Геннадий Адамович

Stanul A.A., head of development and production
hardware «SKB Radiotechproekt».

Address for correspondence

220013, Republic Of Belarus,
Minsk, P.Brovki str., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-17-293-20-80;
e-mail: piskunbsuir@gmail.com
Piskun Gennady Adamovich

УДК 681.2.084

МЕТОДИКА И АППАРАТНЫЕ СРЕДСТВА ПРОВЕРКИ ОСТРОТЫ МЕДИЦИНСКИХ СКАЛЬПЕЛЕЙ

М.Г. КИСЕЛЁВ, В.Л. ГАБЕЦ, С.Г. МОНИЧ, Д.Е. СОБОЛЕВ

Белорусский национальный технический университет, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 27 марта 2019

Аннотация. Статья посвящена разработке методики и аппаратных средств для проверки остроты скальпелей. Обоснована необходимость совершенствования методики и аппаратных средств для проведения испытания остроты скальпелей, основанного на реализации условий проведения аналогичных испытаний инъекционных игл. Экспериментально определены значения усилия прокалывания и времени прокола различных материалов скальпелем с остро заточенным и затупленным острием. Принимая во внимание выявленную высокую чувствительность усилия прокола целлофановой пленки к состоянию острия скальпеля, предложено при испытании его остроты в качестве прокалываемого материала использовать не конденсаторную бумагу толщиной 10 или 15 мкм, а целлофановую пленку толщиной 40 мкм.

Ключевые слова: скальпель, методика испытаний, острота, усилие прокола, продолжительность прокола, колющий медицинский инструмент.

Abstract. The article is devoted to the development of methods and hardware for scalpels sharpness checking. The necessity of improving the methodology and hardware for scalpels sharpness testing, based on the implementation of the conditions for conducting similar tests of injection needles, is substantiated. The values of piercing force and various materials puncturing time with a scalpel with a sharply sharpened and with a dull point were experimentally determined. Taking into account the revealed high sensitivity of the cellophane film puncture force to the scalpel condition, it has been suggested that it's necessary to use 40 μm cellophane film as a punctured material when testing its sharpness.

Keywords: scalpel, test method, sharpness, puncture force, puncture duration, piercing medical instrument.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 123, No. 5, pp. 18-24

Methods and apparatus means of medical scalpels sharpness checking

M.G. Kiselev, V.L. Gabets, S.G. Monich, D.E. Sobolev

DOI: <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-123-5-18-24>

Введение

Согласно ГОСТ 21240-89, проверку остроты концов остроконечных изделий, включая медицинские скальпели, проводят на приспособлении, принцип действия которого основан на измерении усилий прокола конденсаторной бумаги марки КОН-1 толщиной 10 или 15 мкм (ГОСТ 1908-88), натянутой на барабан. Усилие прокола конденсаторной бумаги толщиной 10 мкм не должно быть более 0,055 Н (0,0055 кгс), толщиной 15 мкм – 0,09 Н (0,009 кгс). При этом бумага не должна прогибаться, разрез должен быть ровным.

В то же время проверку остроты инъекционных игл, которые также относятся к колющим медицинским инструментам, согласно ГОСТ 25046-2005, выполняют следующим образом. Игла, закрепленная в приспособлении, совершает поступательное движение с постоянной скоростью 40 ± 10 мм/мин и прокалывает полиэтиленовую пленку высокого давления толщиной 150 ± 15 мкм (ГОСТ 10354-82), закрепленную в рамке. При этом измеряемая

величина максимальной силы прокалывания не должна превышать нормируемые для данной иглы значения. Причем в этом случае численные значения нормируемого усилия прокола более, чем в 10 раз превышают аналогичные значения для скальпелей при прокалывании конденсаторной бумаги. В свою очередь, малые значения усилия прокола конденсаторной бумаги существенно снижают точность его измерения при испытании остроты скальпеля.

При сопоставлении приведенных условий оценки остроты скальпеля и инъекционной иглы видно, что они существенным образом отличаются. В частности, видом и толщиной прокалываемого материала, а также тем, что при испытании скальпелей не нормируется скорость его внедрения в конденсаторную бумагу, натянутую на барабан.

Учитывая, что скальпели и инъекционные иглы относятся к колющим инструментам, то целесообразно разработать единую методику и аппаратные средства для проверки остроты скальпелей. Решению этой задачи посвящена данная работа.

Методика проведения экспериментальных исследований

Для изучения процесса однократного прокалывания различных материалов испытуемым скальпелем использовалось специальное устройство, принципиальная схема которого приведена на рис. 1.

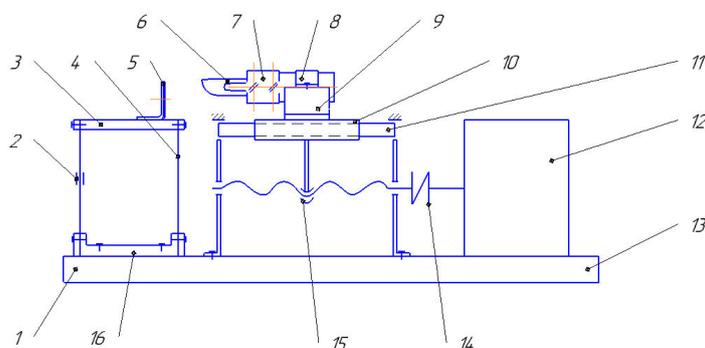


Рис. 1. Принципиальная схема устройства для изучения процесса прокалывания различных материалов испытуемым скальпелем

Оно состоит из основания *1*, на котором смонтированы цилиндрические направляющие *11*. По ним от электродвигателя *12* (РД-09) посредством муфты *14* и передачи «винт-гайка» *15* в горизонтальном направлении перемещается каретка *10* со скоростью 92 мм/мин. На ней закреплена призма *9*, в пазу которой установлена специальная цилиндрическая оправка *7*, на конце которой закреплен испытуемый скальпель *6*. С помощью хомута *8* оправка закрепляется на призме в требуемом положении.

С целью регистрации и измерения усилия, действующего на скальпель в процессе прокалывания материала, в устройстве применены упругие плоскопараллельные направляющие [3]. Они состоят из кронштейна *13*, который прикреплен к основанию устройства. С двух противоположных сторон к кронштейну прикреплены стальные (У8А) упругие пластины *4* толщиной 0,3 мм, которые в верхней части соединены между собой несущей пластиной *3*. На ее поверхности с помощью пластилина закрепляется L-образная металлическая рамка *5* с отверстием диаметром 15 мм. На поверхности рамки с помощью клея фиксируется образец из прокалываемого материала. На рис. 2 приведена фотография положения испытуемого скальпеля *3*, закрепленного на цилиндрической оправке *4*, и рамки *1* с наклеенным на ней прокалываемым материалом *2*.

При включении электродвигателя и перемещении каретки по направлению к рамке происходит прокалывание закрепленного на ней материала испытуемым скальпелем. После этого двигатель отключается, затем включается реверсивное вращение его вала, и скальпель извлекается из материала, после чего двигатель отключается.

На одну из упругих плоских пластин с двух ее противоположных сторон симметрично относительно друг друга наклеены фольговые тензометрические датчики *2* номинальным сопротивлением 100 Ом, включенные в полумостовую схему. Усилие, возникающее при прокалывании материала испытуемым скальпелем, вызывает упругую деформацию

пластины с наклеенными на ней тензодатчиками, сигнал с которых поступает на усилитель и далее на цифровой запоминающий осциллограф ALEX2102CEX. Предварительно с помощью нагружающего устройства и аттестованных грузов осуществляется тарировка измерительной системы, в результате которой устанавливается количественная зависимость между показаниями осциллографа и значением аттестованных грузов. Следует отметить, что аналогичного типа устройства используются при определении усилия прокалывания материалов швейными, инъекционными и хирургическими иглами [4–7].

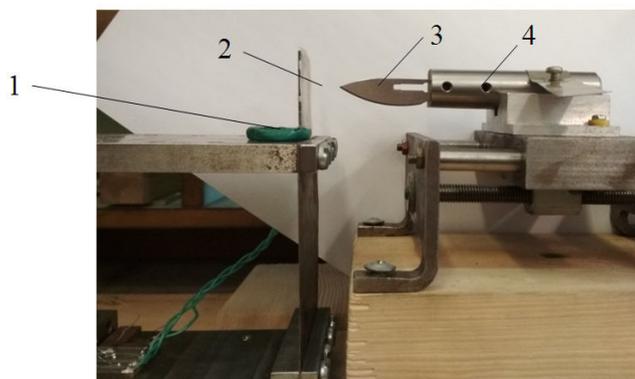


Рис. 2. Фотография положения испытуемого скальпеля, закрепленного на цилиндрической оправке и рамки с наклеенным на ней прокалываемым материалом

В ходе проведения экспериментов использовался одноразовый брышистый скальпель, изготовленный из закаленной хромистой стали. Прокалывание материалов осуществлялось скальпелем при двух состояниях его острия: с остро заточенным острием, т. е. в состоянии поставки (рис. 3, *а*), и с затупленным острием (рис. 3, *б*), полученным за счет его истирания о мелкозернистую шлифовальную бумагу.

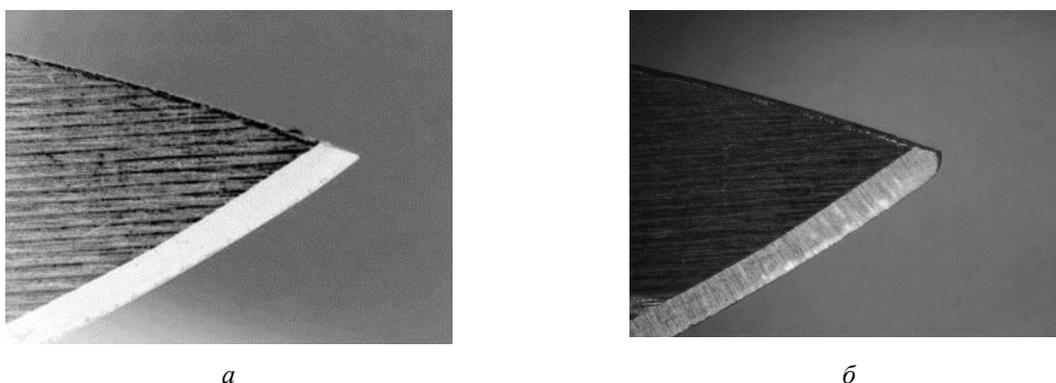


Рис. 3. Фотография острия скальпеля в исходном состоянии (*а*) и в затупленном состоянии (*б*)

Материалом образцов для прокалывания служили конденсаторная бумага толщиной 10 мкм (ГОСТ 1908-88); полиэтиленовая пленка высокого давления толщиной 150 мкм (ГОСТ 10354-82); универсальная офисная бумага толщиной 100 мкм, соответствующая требованиям ГОСТ Р ИСО 8706-2000, и целлофановая пленка толщиной 40 мкм (ГОСТ 7730-89). Данные материалы, помимо толщины, различаются своими механическими свойствами, и в первую очередь, упругостью и прочностью, что позволяет изучить влияние этих характеристик материала на процесс его прокалывания испытуемым скальпелем.

Результаты экспериментальных исследований и их обсуждение.

На рис. 4 приведены осциллограммы изменения усилия, действующего на скальпель с остро заточенным острием, при однократном прокалывании им образцов из различных материалов.

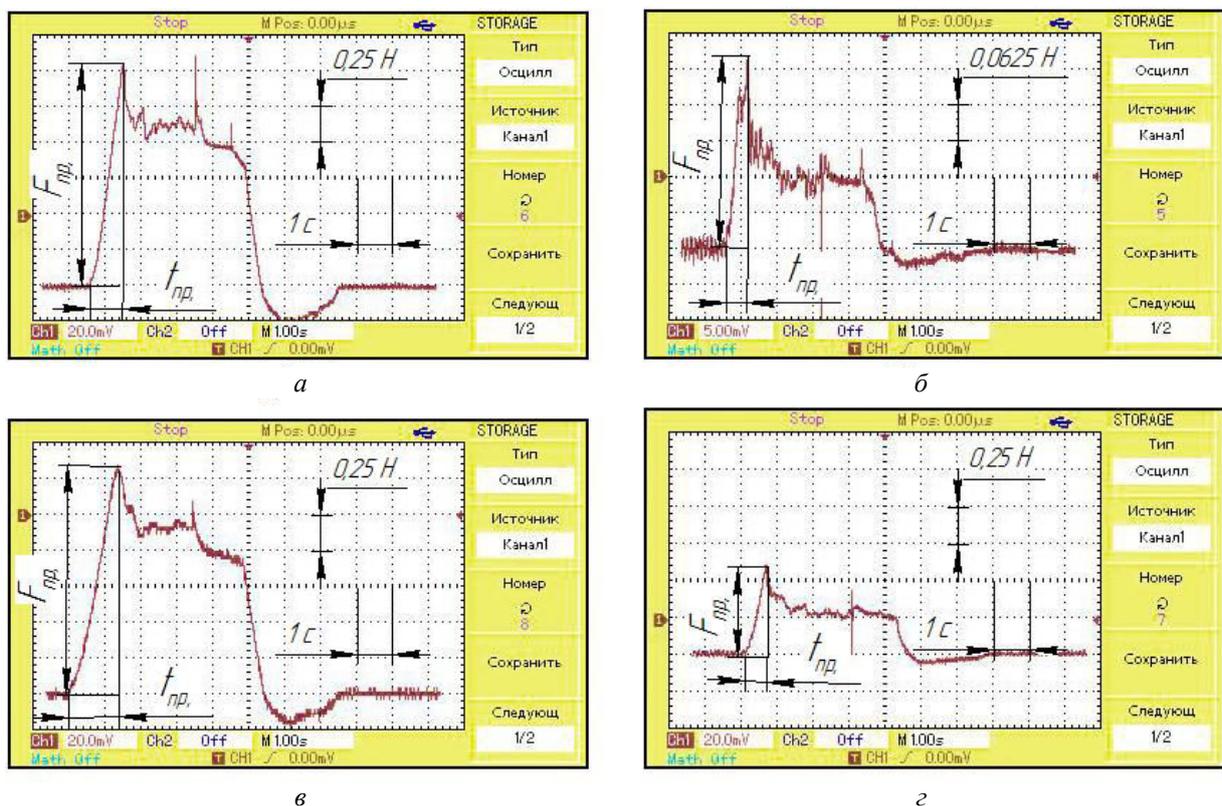


Рис. 4. Осциллограммы изменения усилия, действующего на скальпель с остро заточенным острием, при прокалывании им образцов из различных материалов: а – офисная бумага; б – конденсаторная бумага; в – полиэтиленовая пленка; г – целлофановая пленка

На осциллограммах обозначены: $F_{пр}$ – усилие прокола материала испытуемым скальпелем, $t_{пр}$ – продолжительность прокола. Из их анализа видно, что характер изменения усилия F , действующего на скальпель за время однократного прокола всех используемых материалов, остается неизменным. Так, с момента начала взаимодействия острия скальпеля с прокалываемым материалом величина F практически линейно возрастает, достигая своего максимального значения, соответствующего усилию прокола $F_{пр}$, после чего F резко снижается. Заметим, что при прокалывании конденсаторной бумаги толщиной 10 мкм на этом участке изменения F наблюдается кратковременный скачок F , что затрудняет четкое фиксирование значения $F_{пр}$, т. е. нормируемого параметра при испытании остроты скальпеля.

В табл. 1 приведены численные значения $F_{пр}$ и $t_{пр}$, полученные в результате расшифровки осциллограмм.

Таблица 1. Значения усилия прокалывания $F_{пр}$ и времени прокола $t_{пр}$ различных материалов скальпелем с остро заточенным острием

Прокалываемый материал	Усилие прокалывания $F_{пр}$, Н	Время прокола $t_{пр}$, с
Офисная бумага	1,55	1,0
Конденсаторная бумага	0,34	0,6
Полиэтиленовая пленка	1,60	1,4
Целлофановая пленка	0,6	0,8

Из сравнительного анализа приведенных экспериментальных данных следует, что наименьшим значениям $F_{пр} = 0,34$ Н и $t_{пр} = 0,6$ с соответствует процесс прокалывания конденсаторной бумаги, которая из используемых материалов имеет наименьшую толщину (10 мкм). Здесь следует указать на то, что экспериментально полученное усилие прокола более чем в 10 раз превышает его нормируемое по ГОСТ 21240-89 значение, которое составляет 0,055 Н. Столь значительное расхождение в этих значениях свидетельствует либо о необоснованности нормируемого значения усилия прокола конденсаторной бумаги острием скальпеля, либо о допущенной ошибке в его численном значении. Это также может быть связано с отсутствием в стандарте нормируемого значения скорости перемещения скальпеля в процессе прокалывания конденсаторной бумаги. При прокалывании целлофановой

пленки толщиной 40 мкм усилие прокола составило 0,6 Н и время прокола 0,8 с. Наибольшим значениям $F_{пр} = 1,55$ Н и $t_{пр} = 1,1$ с соответствует прокалывание полиэтиленовой пленки толщиной 150 мкм. Несколько меньшие значения $F_{пр} = 0,34$ Н и $t_{пр} = 0,6$ с наблюдаются при прокалывании офисной бумаги толщиной 100 мкм.

На рис. 5 представлены осциллограммы изменения усилия, действующего на скальпель с затупленным острием, при прокалывании им образцов из используемых материалов.

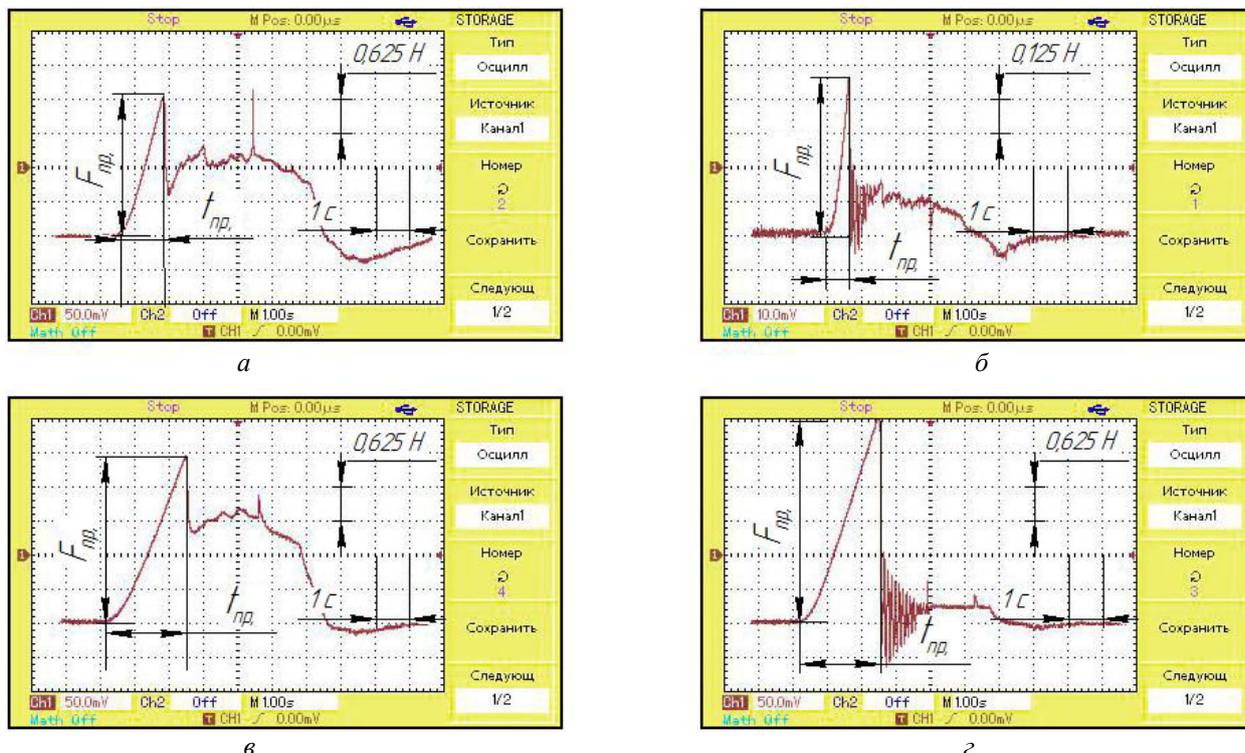


Рис. 5. Осциллограммы изменения усилия, действующего на скальпель с затупленным острием, при однократном прокалывании образцов из различных материалов: а – офисная бумага; б – конденсаторная бумага; в – полиэтиленовая пленка; г – целлофановая пленка

Из анализа осциллограмм видно, что в данном случае характер изменения усилия, действующего на скальпель, остается таким же, как при прокалывании материалов скальпелем с остро заточенным острием. При этом только увеличиваются усилие прокола и его продолжительность, численные значения которых представлены в табл. 2.

Таблица 2. Значения усилия прокола $F_{пр}$ и времени прокола $t_{пр}$ различных материалов скальпелем с затупленным острием

Прокалываемый материал	Усилие прокалывания $F_{пр}$, Н	Время прокола $t_{пр}$, с
Офисная бумага	2,63 (1,7)	1,2 (1,2)
Конденсаторная бумага	0,58 (1,7)	0,8 (1,3)
Полиэтиленовая пленка	3,00 (1,9)	2,2 (1,6)
Целлофановая пленка	3,75 (6,2)	2,4 (3)

При сопоставлении этих данных с данными, приведенными в табл. 1, видно, что по сравнению с использованием скальпеля с остро заточенным острием прокалывание материалов скальпелем с затупленным острием приводит к увеличению как усилия прокола, так и его продолжительности. При этом для различных материалов увеличение этих параметров процесса прокалывания существенно отличается. Поэтому с целью количественной оценки степени увеличения этих параметров воспользуемся отношениями $F_{пр.з.} / F_{пр}$ и $t_{пр.з.} / t_{пр}$, где $F_{пр.з.}$ и $t_{пр.з.}$ – соответственно усилие и продолжительность прокола материала скальпелем с затупленным острием; $F_{пр}$ и $t_{пр}$ – усилие и продолжительность прокола материала скальпелем с остро заточенным острием. В табл. 3 приведены численные значения этих отношений при прокалывании различных материалов.

Таблица 3. Численные значения отношений $F_{пр.з.} / F_{пр}$ и $t_{пр.з.} / t_{пр}$ при прокалывании различных материалов

Прокалываемый материал	Значение отношения $F_{пр.з.} / F_{пр}$	Значение отношения $t_{пр.з.} / t_{пр}$
Офисная бумага	1,7	1,2
Конденсаторная бумага	1,7	1,3
Полиэтиленовая пленка	1,9	1,6
Целлофановая пленка	6,2	3,0

Из сравнительного анализа этих данных видно, что наиболее существенно влияние затупления острия скальпеля на повышение усилия и продолжительности прокола проявляется при использовании целлофановой пленки. Так, отношение $F_{пр.з.} / F_{пр}$ составило 6,2 и отношение $t_{пр.з.} / t_{пр} - 3,0$, в то время как для остальных материалов значение отношения $F_{пр.з.} / F_{пр}$ не превышает 1,9, а значение $t_{пр.з.} / t_{пр} - 1,6$. Исходя из этого, оправдано рекомендовать при испытании остроты острия скальпеля использовать в качестве прокалываемого материала не конденсаторную бумагу толщиной 10 или 15 мкм, а целлофановую пленку толщиной 40 мкм. При этом нормируемая величина усилия прокола не должна превышать 0,6 Н, которая может быть измерена с высокой точностью, в отличие от нормируемой величины прокола конденсаторной бумаги, которая более чем в 10 раз меньше и составляет 0,055 Н, измерить которую с высокой точностью весьма затруднительно.

Заключение

Обоснована необходимость совершенствования методики и аппаратных средств для проведения испытания остроты скальпелей, основанного на реализации условий проведения аналогичных испытаний инъекционных игл.

Создано устройство и разработана методика проведения экспериментальных исследований по оценке остроты скальпеля, основанная на измерении усилия и продолжительности прокола им образцов из различных материалов.

Экспериментально определены значения усилия прокалывания $F_{пр}$ и времени прокола $t_{пр}$ различных материалов скальпелем с остро заточенным и затупленным острием.

Список литературы

1. Сабитов В.Х. Медицинские инструменты. М.: Медицина, 1985. 175 с.
2. Семенов Г.М. Современные хирургические инструменты. СПб.: Медицина, 2013. 352 с.
3. Понамарёв С.Д., Андреева Л.Е. Расчет упругих элементов машин и приборов. М.: Машиностроение, 1980. 326 с.
4. Раннев Г.Г., Тарасенко А.П. Методы и средства измерений. М.: Академия, 2008. 332 с.
5. Мызина Л.А. Исследование процесса иглопрокалывания при производстве нетканых материалов и разработка методики подбора типоразмера игл: автореф. дисс. ... канд. техн. наук. Москва, 1991. 36 с.
6. Позин Б.З., Лабриго В.Ю. Устройство для определения остроты колющих хирургических инструментов / Патент SU 1301385.
7. Позин Б.З. Устройство для определения остроты колющих хирургических инструментов / Патент SU 1637763.
8. Бирюков Г.С. Способ контроля остроты хирургических игл / Авторское свидетельство SU 188689.

References

1. Sabitov V.X. Medicinskie instrumenty. M.: Medicina, 1985. 175 s. (in Russ.)
2. Semenov G.M. Sovremennye hirurgicheskie instrumenty. SPb.: Medicina, 2013. 352 s. (in Russ.)
3. Ponomarjov S.D., Andreeva L.E. Raschet uprugih jelementov mashin i priborov. M.: Mashinostroenie, 1980. 326 s. (in Russ.)
4. Rannev G.G., Tarasenko A.P. Metody i sredstva izmerenij. M.: Akademija, 2008. 332 s. (in Russ.)
5. Myzina L.A. Issledovanie processa igloprokalyvanija pri proizvodstve netkannyh materialov i razrabotka metodiki podbora tiporazmera igl: avtoref. diss. ... kand. tehn. nauk. Moskva, 1991. 36 s. (in Russ.)
6. Pozin B.Z., Labrigo V.Ju. Ustrojstvo dlja opredelenija ostroty koljushhih hirurgicheskij instrumentov / Patent SU 1301385. (in Russ.)
7. Pozin B.Z. Ustrojstvo dlja opredelenija ostroty koljushhih hirurgicheskij instrumentov / Patent SU 1637763. (in Russ.)
8. Birjukov G.S. Sposob kontrolja ostroty hirurgicheskij igl / Avtorskoe svidetel'stov SU 188689. (in Russ.)

Сведения об авторах

Киселев М.Г., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой «Конструирование и производство приборов» приборостроительного факультета Белорусского национального технического университета.

Габец В.Л., к.т.н., доцент, заместитель декана приборостроительного факультета Белорусского национального технического университета.

Монич С.Г., к.т.н., старший преподаватель кафедры «Конструирование и производство приборов» приборостроительного факультета Белорусского национального технического университета.

Соболев Д.Е., студент приборостроительного факультета Белорусского национального технического университета.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
Минск, пр-т Независимости, 65,
Белорусский национальный
технический университет
тел./факс +375-17-292-40-81;
e-mail: kiselev.maikl@gmail.com
Киселев Михаил Григорьевич

Information about the authors

Kiselev M.G., D.Sci, professor, head of the department «Design and manufacture of devices» of the instrument engineering faculty of Belarusian national technical university.

Gabets V.L., PhD, associate professor, deputy dean of the instrument engineering faculty of Belarusian national technical university.

Monich S.G., PhD, senior lecturer of the department «Design and manufacture of devices» of the instrument engineering faculty of Belarusian national technical university.

Sobolev D.E., student of the instrument-making faculty of instrument engineering faculty of Belarusian national technical university.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, Nezavisimosty ave, 65,
Belarusian national
technical university
tel./fax +375-17-292-40-81;
e-mail: kiselev.maikl@gmail.com
Kiselev Mikhail Grigorievich

УДК 621.8:519.6:004

РАЗРЕЖЕННАЯ ДЕКОМПОЗИЦИЯ СКЕЙЛОГРАММЫ ВИБРАЦИИ ДЛЯ МОНИТОРИНГА ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ РОТОРНОГО ОБОРУДОВАНИЯ

Ю.П. АСЛАМОВ, И.Г. ДАВЫДОВ, Н.В. КОСМАЧ, Р.В. ТОЛКАЧ

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

Поступила в редакцию 13 мая 2019

Аннотация. В статье рассмотрен алгоритм разреженной декомпозиции скейлограммы вибрационных сигналов для поиска частотных областей со значительным энергетическим вкладом. Разработанный алгоритм предложено использовать для мониторинга технического состояния роторного оборудования. В статье приведены результаты тестирования алгоритма разреженной декомпозиции скейлограммы на сигналах вибрации промышленного оборудования.

Ключевые слова: вибродиагностика, разреженная декомпозиция, вейвлет, скейлограмма.

Abstract. The article describes an algorithm for the sparse decomposition of vibration signals scalogram for searching of the frequency domains with a significant energy contribution. The developed algorithm is proposed to be used for monitoring the technical condition of rotary equipment. The article presents the testing results of the sparse scalegram decomposition algorithm on the vibration signals of industrial equipment.

Keywords: vibration-based diagnostics, sparse decomposition, wavelet, scalegram.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 123, No. 5, pp. 25-31

Sparse scalegram decomposition algorithm

for condition monitoring of rotary equipment

Y.P. Aslamov, I.G. Davydov, N.V. Kosmach, R.V. Tolkach

DOI: <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-123-5-25-31>

Введение

Непрерывный контроль (мониторинг) технического состояния роторного оборудования позволяет своевременно обнаружить зарождающиеся дефекты его элементов, тем самым снизив время и стоимость ремонтных работ и увеличив ресурс работы оборудования.

Автоматические системы вибрационной диагностики решают задачу оценки технического состояния роторного оборудования по его вибрационным сигналам без привлечения экспертов. Процесс формирования пространств диагностических признаков в таких системах неразрывно связан с задачей выделения полезного сигнала (информации) на фоне помех. Поэтому во многих случаях анализ вибрации проводят в пределах резонансных областей вибропреобразователя или оборудования, а также в пределах частотных областей со значительным энергетическим вкладом [1]. Для поиска указанных частотных областей авторами предложено использовать алгоритм разреженной декомпозиции скейлограммы сигналов вибрации.

Теоретический анализ

Современные машинные агрегаты состоят из большого числа связанных между собой элементов, относительное перемещение которых порождает колебательные процессы, усиливающиеся или изменяющиеся при появлении дефектов. Упрощенно оборудование может быть описано передаточной характеристикой $H(z)$ [1] от комплексной переменной $p = j\omega$:

$$H(p) = \frac{B(p)}{A(p)} = \frac{b_0 + b_1 p^{-1} + b_2 p^{-2} + \dots + b_N p^{-N}}{1 + a_1 p^{-1} + a_2 p^{-2} + \dots + a_M p^{-M}}. \quad (1)$$

Нули знаменателя передаточной характеристики (1) соответствуют частотным областям, на которых происходит резонансное усиление сигнала (вибрации).

Количество резонансных областей и их удельный вклад в общую энергетику сигнала определяется как составом диагностируемого оборудования, так и его техническим состоянием. Появление со временем новых резонансных областей или перераспределение энергии между существующими может являться диагностическим признаком образования дефектов оборудования. С точки зрения вибрационной диагностики интерес представляют также частотные области, в пределах которых сконцентрирована значительная часть энергии вибрации. Удобным инструментом поиска энергетически выраженных частотных областей вибрационного сигнала является его скейлограмма (*scalegram*).

Непрерывное вейвлет-преобразование сигнала $x \in L^2(\mathbb{R})$ на базе действительного вейвлета $\psi(t)$ записывается в следующем виде [2]:

$$W(u, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \frac{1}{\sqrt{s}} \psi\left(\frac{t-u}{s}\right) dt, \quad (2)$$

где s – масштабный коэффициент вейвлета; u – величина временного сдвига вейвлета.

Скейлограмма описывает распределение энергии сигнала $x(t)$ по масштабам s вейвлет-преобразования:

$$E_W(s) = \int |W(u, s)|^2 du. \quad (3)$$

Скейлограмма $E_W(s)$ может быть интерпретирована как энергетический спектр сигнала $E_S(\omega) = |\hat{x}(\omega)|^2$, сглаженный Фурье-образом используемого вейвлета $\hat{\psi}(s\omega)$ [2]:

$$E_W(s) = \int E_S(\omega) \left| \hat{\psi}(s\omega) \right|^2 d\omega. \quad (4)$$

Во многих практических применениях переходят от шкалы масштабов к шкале частот $E_W(s) \rightarrow E_W(\omega)$. В соответствии с (4) скейлограмма $E_W(\omega)$ есть значительно более гладкая функция, чем спектр мощности $E_S(\omega)$, что упрощает поиск выраженных частотных областей на ее основе. Однако ее использование имеет ряд недостатков:

- 1) невозможно выделить все значимые частотные области сигнала вибрации;
- 2) определение новых частотных областей сигнала (возникших из-за неисправности элементов оборудования) возможно на поздней стадии (когда их энергетический вклад велик);
- 3) погрешность определения на основе скейлограммы положения (центральных частот) частотных областей может превышать $\delta f \geq 3...15\%$, что, например, не позволяет использовать алгоритм разреженной вейвлетной декомпозиции [3, 4] для диагностики зубчатых передач;
- 4) погрешность определения энергетического вклада частотных областей может превышать $\delta E \geq 10...100\%$, что затрудняет мониторинг технического состояния оборудования;
- 5) скейлограмма не имеет компактного представления, что затрудняет ее хранение.

Для устранения указанных выше недостатков авторами предложен алгоритм разреженной декомпозиции скейлограммы, блок-схема которого представлена на рис. 1.

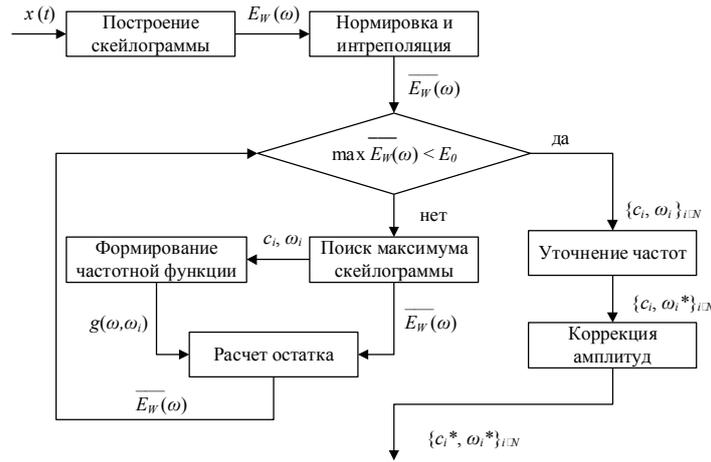


Рис. 1. Блок-схема алгоритма разреженной декомпозиции скейлограммы для выделения значимых частотных областей сигнала вибрации ω_i и определения их энергетического вклада c_i

Описание представленного на рис. 1 алгоритма разреженной декомпозиции скейлограммы приведено ниже в виде последовательности из четырех шагов.

Шаг 1. Построение скейлограммы вибрационного сигнала $E_W(\omega)$ на основе вейвлета Морле с использованием $k = 8$ масштабных коэффициентов на октаву частоты; нормировка (5) скейлограммы в пределах анализируемой полосы частоты $\omega \in [\omega_n; \omega_e]$ и ее интерполяция:

$$\overline{E}_W(\omega) = \frac{1}{k_\psi} \frac{E_W(\omega)}{\int_{\omega_n}^{\omega_e} E_S(\omega) d\omega}, \quad (5)$$

где k_ψ – коэффициент, значение которого для вейвлета Морле составляет $k_\psi = \sqrt{2}$.

Шаг 2. Разреженная декомпозиция скейлограммы (РДСк). Алгоритм РДСк начинается с поиска локального максимума нормированной скейлограммы сигнала $\overline{E}_W(\omega)$ и вычитания из нее соответствующей ее максимуму частотной функции $g(\omega)$. В результате формируется остаток скейлограммы $RE_W(\omega)$:

$$\overline{E}_W(\omega) = c_0 g(\omega, \omega_0) + RE_W(\omega), \quad (6)$$

где c_0 и ω_0 – соответственно амплитуда и частота используемой частотной функции $g(\omega)$:

$$g(\omega, \omega_0) = \exp \left[-2\pi^2 \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega} \right)^2 \right]. \quad (7)$$

Выражение для остатка $R^i \overline{E}_W(\omega)$ на i -й итерации алгоритма РДСк имеет вид

$$R^i \overline{E}_W(\omega) = c_i g(\omega, \omega_i) + R^{i+1} \overline{E}_W(\omega). \quad (8)$$

Амплитуды нормированной в соответствии с (5) скейлограммы имеют смысл энергетического вклада, поэтому для остановки алгоритма РДСк используется правило

$$\max_{\omega} R_+^i \overline{E}_W(\omega) \leq E_0, \quad (9)$$

где E_0 – минимальный удельный энергетический вклад частотной области, при котором она считается значимой; $R_+^i \overline{E}_W(\omega)$ – положительная часть остатка нормированной скейлограммы $\overline{E}_W(\omega)$ после i -й итерации алгоритма декомпозиции.

В результате работы алгоритма РДСк формируется разреженное представление скейлограммы в виде набора из пар коэффициентов «амплитуда–частота» $\{c_i, \omega_i\}$, каждой из которых ставится в соответствие частотная функция $c_i g(\omega, \omega_i)$ (7).

На рис. 2 приведен пример разреженной декомпозиции скейлограммы модельного полигармонического сигнала, состоящего из четырех спектральных компонент.

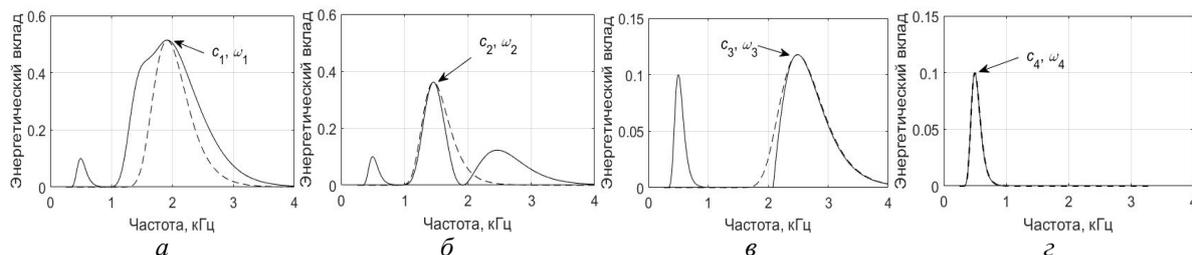


Рис. 2. – Разреженная декомпозиция нормированной скейлограммы модельного сигнала: *a* – итерация № 1; *б* – итерация № 2; *в* – итерация № 3; *г* – итерация № 4

На рис. 3, *a* представлен внешний вид частотной функции РДСк в сравнении с Фурье-образом вейвлета Морле $|\hat{\psi}(\omega)|^2$. В свою очередь, на рис. 3, *б* изображено сформированное в результате работы алгоритма РДСк (рис. 2) разреженное представление скейлограммы модельного сигнала в сравнении с его нормированным спектром мощности.

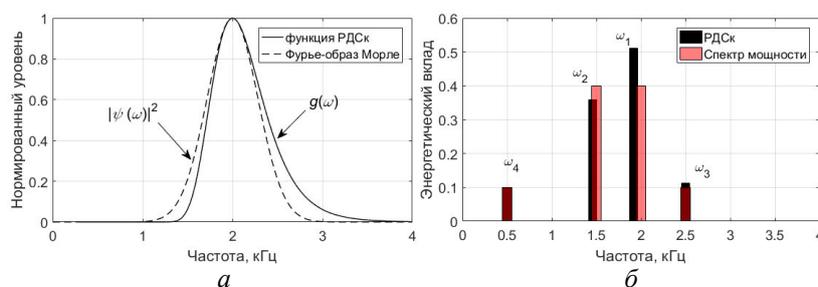


Рис. 3. Результаты работы алгоритма разреженной декомпозиции скейлограммы: *a* – внешний вид частотной функции алгоритма РДСк в сравнении с Фурье-образом Морле; *б* – разреженное представление скейлограммы модельного сигнала и его спектр мощности

Выражение (7) для частотной функции алгоритма РДСк было получено на основе анализа скейлограммы гармонического сигнала. Как видно на рис. 3, *a*, используемая в алгоритме РДСк частотная функция (7) имеет укороченный фронт и затянутый спад относительно Фурье-образа вейвлета Морле, используемого для построения скейлограммы.

Из рис. 3, *б* следует, что алгоритм РДСк позволил выделить все значимые частотные области (компоненты) модельного сигнала, однако погрешности определения их положения (частоты) δf и энергетического вклада δE значительны ($\delta f \leq 4\%$, $\delta E \leq 12,9\%$).

Шаг 3. Уточнение положения (центральных частот) выделяемых на основе алгоритма РДСк частотных областей осуществляется при помощи локальных скейлограмм в их пределах. Ввиду того, что для корректной работы алгоритма разреженной вейвлетной декомпозиции сигналов вибрации по избыточному словарю [4] погрешность определения положения значимых частотных областей сигнала не должна превышать $\delta_f \leq 1\%$, для построения локальных скейлограмм предложено использовать вейвлет *MORL* [5] с коэффициентом формы $FF = 32$ (с лучшим в 8 раз спектральным разрешением, чем у Морле):

$$\psi^{MORL}(t, \omega_0, FF) = \cos(\omega_0 t) \cdot \exp\left[-\left(\frac{\omega_0 t}{5 \cdot 2}\right)^2 \cdot \frac{1}{FF}\right]. \quad (10)$$

На рис. 4, *a* приведен сравнительный анализ Фурье-образов вейвлета *MORL* $|\hat{\psi}^{MORL}(\omega)|^2$ при различных значениях коэффициента FF с Фурье-образом Морле $|\hat{\psi}(\omega)|^2$.

Применение вейвлета *MORL* (10) для построения локальных скейлограмм позволило достичь погрешности определения положения значимых частотных областей сигнала ниже $\delta f \leq 1\%$.

В свою очередь, на рис. 4, б сплошной серой линией обозначена нормированная скейлограмма модельного полигармонического сигнала, а сплошной черной линией – его нормированный спектр мощности. Спектр мощности представлен частотными компонентами f_1, \dots, f_4 с амплитудами $\mathbf{E}_S = [0,1; 0,4; 0,4; 0,1]$ и соответствующими им значениями скейлограммы $\mathbf{E}_W = [0,1; 0,42; 0,51; 0,25]$. Пунктирной линией на рис. 4, б, в изображены Фурье-образы вейвлета Морле, настроенные на частоты компонент f_1, \dots, f_4 спектра мощности.

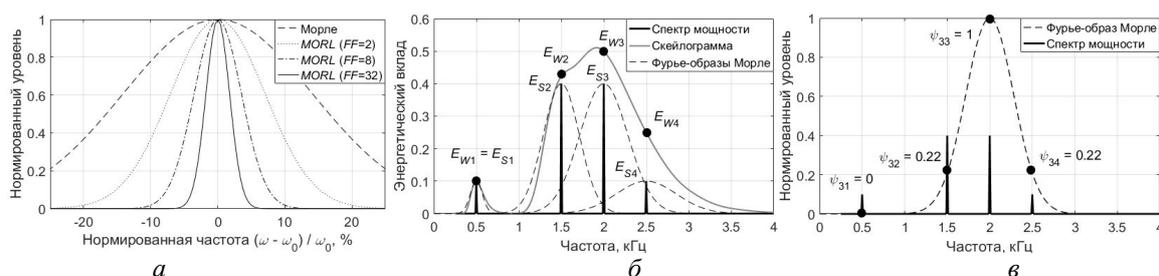


Рис. 4. Уточнение параметров частотных областей, выделяемых на основе алгоритма РДСк:

а – Фурье-образы вейвлета *MORL* для уточнения положения частотных областей сигнала;

б – сравнение скейлограммы и спектра мощности модельного сигнала;

в – значения нормированного Фурье-образа вейвлета Морле на частотах компонент спектра мощности

Шаг 4. Уточнение энергетического вклада частотных областей. Из рис. 4, б следует, что амплитуды частотных компонент (в спектре мощности) $\mathbf{E}_S = [E_{S1}, E_{S2}, \dots, E_{SM}]$ значительно отличаются от соответствующих им значений скейлограммы $\mathbf{E}_W = [E_{W1}, E_{W2}, \dots, E_{WM}]$. При этом выражение (4) для расчета скейлограммы может быть переписано в следующем виде:

$$\mathbf{E}_W = \hat{\Psi} \cdot \mathbf{E}_S, \quad (11)$$

где $\hat{\Psi}$ – матрица преобразования, коэффициенты которой $\hat{\psi}_{i,j} \in [0;1]$ есть значения нормированного Фурье-образа вейвлета Морле (настроенного на частоту f_i) на частотах f_j :

$$\hat{\Psi}_{(M \times M)} = \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{11} & \hat{\psi}_{12} & \dots & \hat{\psi}_{1M} \\ & \hat{\psi}_{22} & & \\ & & \ddots & \\ \hat{\psi}_{M1} & \hat{\psi}_{M2} & \dots & \hat{\psi}_{MM} \end{bmatrix}. \quad (12)$$

На рис. 4, в приведен пример оценки коэффициентов преобразования $\hat{\psi}_{3j}, j=1 \dots 4$ для компоненты $f_3 = 2,0$ кГц спектра мощности модельного сигнала (рис. 4, б).

В результате работы алгоритма РДСк (и метода уточнения частоты) может быть получен вектор центральных частот значимых спектральных областей сигнала $\boldsymbol{\omega} = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_M]$, которому может быть поставлен в соответствие вектор значений нормированной скейлограммы сигнала $\mathbf{E}_W = [E_{W1}, E_{W2}, \dots, E_{WM}]$. Тогда в соответствии с (11) действительные значения энергетического вклада выделенных на основе алгоритма РДСк частотных областей $\mathbf{E}_S = [E_{S1}, E_{S2}, \dots, E_{SM}]$ могут быть определены следующим образом:

$$\mathbf{E}_S = \Psi^{-1} \cdot \mathbf{E}_W. \quad (13)$$

Результаты и их обсуждение

Тестирование алгоритма разреженной декомпозиции скейлограммы проводилось как на наборах сгенерированных модельных сигналов, так и на наборах реальных вибрационных данных роторного оборудования. В частности, использовался набор данных

«High Speed Gear Dataset», содержащий вибрационные сигналы коробки передач ветрогенератора в нормальном и дефектном состоянии (излом зуба шестерни). Скорость вращения вала ветрогенератора изменялась в пределах $\pm 6\%$.

Разреженные представления скейлограммы сигналов для нормального и дефектного состояний шестерни в полосе частот $f \in [0,25; 10]$ кГц изображены на рис. 5, а. На рис. 5, б приведен спектр мощности передискретизированного вибрационного сигнала, соответствующего дефектному состоянию шестерни.

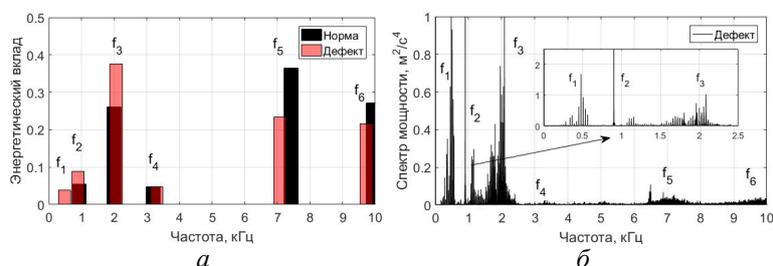


Рис. 5. Мониторинг технического состояния коробки передач ветрогенератора:
 а – разреженное представление скейлограммы сигнала вибрации до и после дефекта шестерни;
 б – спектр мощности сигнала вибрации коробки передач при наличии дефекта шестерни

В пределах всего набора данных энергия сигналов вибрации для дефектного и нормального состояний шестерни отличалась не более чем на 1–5 %, т. е. появление дефекта сопровождалось только перераспределением энергии сигналов в спектральной области.

Дефект шестерни привел к увеличению удельного энергетического вклада частотных областей f_2 и f_3 на +3,7 % и +13,0 % соответственно, а также к появлению новой частотной области f_1 , временной сигнал в пределах которой содержал ударные процессы. Компоненты разреженного представления скейлограммы f_1 , f_2 и f_3 соответствовали гармоникам частоты зацепления дефектной и связанной с ней шестерен дефектной зубчатой передачи. Анализ прямого спектра вибрации также указал на выраженный дефект зубьев шестерни.

Таким образом, предварительное заключение о наличии дефекта коробки передач ветрогенератора может быть вынесено на основе мониторинга разреженного представления скейлограммы. Кроме того, низкая погрешность определения положения значимых частотных областей $\delta f \leq 1\%$ позволяет использовать алгоритм РДСк совместно с алгоритмом разреженной вейвлетной декомпозиции для анализа временной структуры сигналов вибрации.

Заключение

Представленный в работе алгоритм разреженной декомпозиции скейлограммы позволяет определить значимые частотные области сигналов вибрации, при этом погрешность определения положения указанных областей не превышает 1 %. В работе показано, что мониторинг разреженного представления скейлограммы вибрации позволяет обнаружить дефекты элементов роторного оборудования. Алгоритм разреженной декомпозиции скейлограммы предложено использовать совместно с алгоритмом разреженной вейвлетной декомпозиции сигналов вибрации для анализа их временной структуры.

Список литературы

1. Генкин М.Д., Соколова А.Г. Виброакустическая диагностика машин и механизмов. М.: Машиностроение, 1987. 288 с.
2. Mallat S.G. A Wavelet Tour of Signal Processing. The Sparse Way / Academic Press, 2009. 805 p.
3. Разреженная вейвлетная декомпозиция в задачах вибродиагностики роторного оборудования / Ю.П. Асламов [и др.] // Докл. БГУИР. 2017. № 8. С. 91–98.
4. Асламов Ю.П., Давыдов И.Г. Избыточный вейвлетный словарь для разреженной декомпозиции сигналов вибрации / Вестник ПГУ. Серия С. 2018. № 4. С. 86–94.
5. Вейвлет-функции для диагностики зубчатых передач / Ю.П. Асламов [и др.] // Вестник ПГУ. Серия В. 2018. № 3. С. 38–46.

References

1. Genkin M.D., Sokolova A.G. Vibroakusticheskaja diagnostika mashin i mehanizmov. M.: Mashinostroenie, 1987. 288 s. (in Russ.)
2. Mallat S.G. A Wavelet Tour of Signal Processing. The Sparse Way / Academic Press, 2009. 805 p. (in Russ.)
3. Razrezhennaja vejvletnaja dekompozicija v zadachah vibrodiagnostiki rotornogo oborudovanija / Ju.P. Aslamov [i dr.] // Dokl. BGUIR. 2017. № 8. S. 91–98. (in Russ.)
4. Aslamov Ju.P., Davydov I.G. Izbytochnyj vejvletnyj slovar' dlja razrezhennoj dekompozicii signalov vibracii / Vestnik PGU. Serija S. 2018. № 4. S. 86–94. (in Russ.)
5. Vejvlet-funkcii dlja diagnostiki zubchatyh peredach / Ju.P. Aslamov [i dr.] // Vestnik PGU. Serija B. 2018. № 3. S. 38–46. (in Russ.)

Сведения об авторах

Асламов Ю.П., аспирант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Давыдов И.Г., к.т.н., доцент кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Космач Н.В., магистрант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Толкач Р.В., магистрант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293-86-79;
e-mail: aslamov.yura@gmail.com
Асламов Юрий Павлович

Information about the authors

Aslamov Y.P., PG student of information radiotechnologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Davydov I.G., PhD, associate professor of information radiotechnologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Kosmach N.V., graduate student of Information radiotechnologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Tolkach R.V., master student of information radiotechnologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-17-293-86-79;
e-mail: aslamov.yura@gmail.com
Aslamov Yury Pavlovich

УДК 004.9

МЕТОД ОПИСАНИЯ КОНТУРА ОБЪЕКТА НАБЛЮДЕНИЯ

А.И. МИТЮХИН¹, И.И. АСТРОВСКИЙ²

¹*Институт информационных технологий
Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь*

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

Поступила в редакцию 10 апреля 2018

Аннотация. Рассмотрен эффективный метод представления данных, описывающих контур объекта наблюдения. Эффективность описания достигается посредством представления контура функциональным рядом коэффициентов разложения по базису дискретных собственных функций ковариационной матрицы и применения дисперсионного критерия. Метод позволяет осуществлять сжатие данных практически без потерь. Ошибка восстановления изображения в этом случае приближается к нулевому значению. Приведены результаты оценки эффективности кодирования изображения.

Ключевые слова: изображение, контур объекта, эффективность, сжатие, дисперсия, ковариация, корреляция, коэффициенты преобразования.

Abstract. The task is a compact presentation of the contour of the object of observation. The proposed method performs data compression using uncorrelated conversion factors. Method enables data compression without loss. Simplified solution of tasks related to the detection and finding certain objects on images. The results of the evaluation of the effectiveness of encoding image object are shown.

Keywords: image, object, description, efficient encoding, compression, dispersion, covariance, correlation, filtration.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 123, No. 5, pp. 32-37

Method of description of the observed object contour

A.I. Mitsiukhin, I.I. Astrovski

DOI: <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-123-5-32-37>

Введение

При решении задач, связанных с обнаружением или поиском определенных объектов на изображениях, с распознаванием или идентификацией, возникает проблема эффективного описания объектов. Эта же проблема возникает при выделении объектов интереса в задачах промышленного контроля. Всегда актуальной задачей является экологический контроль с использованием методов аэрокосмического зондирования, например, областей затопления и др. Во многих приложениях, таких как топография, анализ медицинских изображений, для снижения объема массива данных желательнее заменить множество пикселей, изображающих объект, описанием его контура. Например, возможный подход к решению проблемы стандартизации цитологической диагностики основывается на применении методов и техники распознавания образов, представляемых в виде контуров ядра, клетки и пр. Представление контурами подходит для тех случаев, когда в центре внимания находятся геометрические характеристики объекта: длина, площадь, изгибы, очертания, вогнутости. Пространственные данные, описывающие контур, могут иметь высокую размерность. В статье

показано решение задачи компактного представления контура объекта на основе статистического и спектрального подходов. При этом эффективность оценивается с точки зрения сжатия данных практически без потерь. Ошибка восстановления изображения после устранения избыточности в этом случае приближается к нулевому значению.

1. Теоретические принципы

Отличительной особенностью многих изображений является свойство значительной коррелированности данных, описывающих эти изображения. Эта особенность сравнительно высокой линейной зависимости – высокой коррелированности в наибольшей степени проявляется для изображений объектов в виде контуров. Наличие этого свойства позволяет реализовать эффективное сжатие данных практически без потерь. Для этого необходимо выполнить кодирование случайных пространственных данных с помощью линейного ортогонального преобразования в базисе собственных векторов ковариационной матрицы этих данных [1]. Результатом кодирования данных с сильными корреляционными связями между смежными элементами изображения \mathbf{G} является полная декорреляция в области преобразований. Исходные данные после кодирования представляются малым числом коэффициентов преобразования. Переход к описанию в базисе собственных векторов устраняет избыточность за счет перераспределения энергии сигналов в новой системе координат. Полная декорреляция данных в пространственной области получается, если в качестве ядра преобразования использовать транспонированную матрицу собственных векторов ковариационной матрицы $\text{cov}(\mathbf{G})$ цифрового изображения [2]. Соотношение, преобразующее коррелированные случайные величины \mathbf{G} в некоррелированные случайные величины $\hat{\mathbf{G}}$, определяется выражением

$$\hat{\mathbf{G}} = \mathbf{A}^T \mathbf{G}, \quad (1)$$

где \mathbf{G} – матрица изображения размером $L = M \times N$ пикселей, $\hat{\mathbf{G}}$ – матрица коэффициентов преобразования размером $M \times N$, \mathbf{A}^T – ядро прямого преобразования размером $M \times M$. Общее число операций умножений, связанное с вычислением (1), равно $C = M^2 N$. Величину C можно уменьшить, если кодировать данные с учетом анализа значений матрицы Λ , описывающей распределение дисперсий коэффициентов преобразования (1) [3]. Дискретная функция распределения дисперсий определяется выражением

$$\text{diag}[\hat{\sigma}^2] = \Lambda = \text{diag}[\text{eig}(\text{cov}(\hat{\mathbf{G}}))], \quad (2)$$

где $\text{diag}[\text{eig}(\text{cov}(\hat{\mathbf{G}}))]$ – диагональная матрица собственных значений $\hat{\lambda}_i$ ковариационной матрицы $\hat{\mathbf{G}}$ коэффициентов преобразования. Собственные значения $\hat{\lambda}_i, i=1, \dots, M$ в области коэффициентов преобразования соответствуют дисперсиям координат векторов $\hat{\mathbf{g}}_i = (\hat{g}_1, \hat{g}_2, \dots, \hat{g}_M), \hat{\mathbf{g}}_i \in \hat{\mathbf{G}}$.

Результатом (2) является матрица дисперсий, имеющая в качестве элементов главной диагонали положительные числа $\hat{\lambda}_1, \hat{\lambda}_2, \dots, \hat{\lambda}_M$ и остальные элементы которой равны нулю. Для компактного описания – передачи данных достаточно использовать только коэффициенты $\hat{\mathbf{g}}_i$, которые характеризуются максимальными дисперсиями $\hat{\lambda}_i$ [4]. После лексикографической перестановки элементов главной диагонали матрицы (2) формируется матрица фильтрации, структура которой позволяет выделить зону сохраняемых коэффициентов. В этом случае эффективность кодирования изображения \mathbf{G} определяется числом коэффициентов, попадающих в эту зону. Кроме того, перестановка определяет вид усеченной матрицы восстановления исходных данных, что в целом также повышает эффективность обработки изображения объекта интереса.

1.1. Описание контура

Процесс описания объекта включает в себя три этапа.

1. *Упорядочение контура набором сегментов.* Изображение контура представляется дискретной последовательностью $p(x, y)$ двух действительных пространственных переменных x и y . Эти переменные задают положения точек (пикселей) изображения в прямоугольной декартовой системе координат. Будем считать, что значения $p(x, y) = ((x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots, (x_P, y_P))$ определяют энергетические характеристики изображения, состоящего из совокупности P пикселей. Они упорядочены так, что координаты (x_i, y_j) и (x_{i+1}, y_{j+1}) являются ближайшими соседями вдоль линии контура. Цифровое изображение контура, состоящее из P пикселей, можно представить матрицей \mathbf{P} размерностью $B \times C$, отображающей только линию контура. В практических случаях величина $(B \times C) = (M \times N)$. Очевидно, упорядочение пикселей в виде матрицы \mathbf{P} без совокупности пикселей, составляющих все изображение \mathbf{G} , приведет к уменьшению вычислительной сложности описания. Кроме того, обработка значительно меньшего массива данных позволяет снизить вычислительные затраты на этапе вычисления собственных векторов и собственных чисел. Каждому значению последовательности $p(x, y)$ соответствует двумерный вектор $\mathbf{p}_{ij} = (x_i, y_j) \in Z^+$. Таким образом, матрица \mathbf{P} будет состоять из $2P$ элементов. Значение размерности матрицы \mathbf{P} выбирается исходя из требования понижения размера входа процессора или уменьшения вычислительной сложности обработки.

2. *Преобразование.* Используем одномерное прямое преобразование матрицы $\mathbf{P} = (\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2)$, т. е. преобразование каждого столбца $\mathbf{p}_i = (p_{i1}, \dots, p_{ij}, \dots, p_{iB})^T$, $i = 1, 2$. Коэффициенты преобразования $\hat{\mathbf{p}}_i = (\hat{p}_{i1}, \dots, \hat{p}_{ij}, \dots, \hat{p}_{iB})^T$ для $i = 1, 2$ в базисе разложения по собственным векторам ковариационной матрицы определяются как

$$\hat{\mathbf{P}} = \mathbf{A}^T \mathbf{P}, \quad (3)$$

где \mathbf{A} – матрица собственных векторов размерностью $B \times B$. С точки зрения более эффективного практического аппаратно-программного выполнения процедуры сжатия коррелированных данных вычисление (3) представим в другой форме. Сформируем матрицу $(\mathbf{P} - \bar{\mathbf{P}})$ такую, что $E(\mathbf{P} - \bar{\mathbf{P}}) = 0$, где E – оператор математического ожидания, $\bar{\mathbf{P}} = (\bar{\mathbf{p}}_1, \bar{\mathbf{p}}_2)$, $\bar{\mathbf{p}}_i = (\bar{p}_{i1}, \dots, \bar{p}_{ij}, \dots, \bar{p}_{iB})^T$, $i = 1, 2$ – средний вектор матрицы, $\bar{\mathbf{p}}_1 = \bar{\mathbf{p}}_2 = \bar{\mathbf{p}}$. Используя свойство линейности преобразования (3), можно записать выражение для перевода множества $\{\mathbf{p}_i - \bar{\mathbf{p}}_i\}, i = 1, 2$ в некоррелированное множество $\{\hat{\mathbf{p}}_i\}, i = 1, 2$ коэффициентов. Требуемая матрица коэффициентов преобразования равна

$$\hat{\mathbf{P}}'' = \mathbf{A}^T (\mathbf{P} - \bar{\mathbf{P}}), \quad (4)$$

где $\hat{\mathbf{P}}'' = (\hat{\mathbf{p}}_1'', \hat{\mathbf{p}}_2'')$, $\hat{\mathbf{p}}_i'' = (\hat{p}_{i1}'', \dots, \hat{p}_{ij}'', \dots, \hat{p}_{iB}'')^T$, $i = 1, 2$.

Выражение для восстановления исходных величин можно получить, пользуясь соотношением (4). Умножая это равенство на матрицу \mathbf{A} $\mathbf{A}\hat{\mathbf{P}}'' = \mathbf{A}\mathbf{A}^T (\mathbf{P} - \bar{\mathbf{P}})$, получаем

$$\mathbf{P} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{P}}'' + \bar{\mathbf{P}}. \quad (5)$$

3. *Фильтрация.* Для предварительной оценки эффективности сжатия вычисляется распределение величин дисперсий $\text{diag}[\text{eig}(\text{cov}(\mathbf{P}))]$ в области исходных коррелированных данных:

$$\text{diag}[\sigma^2] = \Lambda = \text{diag}[\text{eig}(\text{cov}(\mathbf{P}))] = \begin{pmatrix} \lambda_1 & & \\ & \ddots & \\ & & \lambda_B \end{pmatrix}. \quad (6)$$

Так как $\text{diag}[\sigma^2] = \text{diag}[\hat{\sigma}^2]$ [2], значения $\lambda_i, i=1, \dots, B$ матрицы (6) позволяют определить зону фильтрации коэффициентов \hat{P}'' . Для сжатия входных данных матрица \hat{P}'' представляется уменьшенным количеством $D_i, i=1, 2$ координат векторов. Отфильтрованные $(B - D_i), i=1, 2$ координаты заменяются средними значениями координат вектора $\bar{P}_i = (\bar{P}_{i1}, \dots, \bar{P}_{ij}, \dots, \bar{P}_{i(B-D)})^T, i=1, 2$. Ошибка восстановления, возникающая при отбрасывании $(B - D_i), i=1, 2$ координат, определяется как $VP = P - \tilde{P}$, где \tilde{P} – матрица восстановленных данных. Среднеквадратическая ошибка задается выражением

$$\varepsilon = E\{\|VP\|^2\}. \quad (7)$$

Эффективность описания объекта наблюдения можно оценить по формуле

$$K = \sum_{i=1}^2 \frac{B - D_i}{B}. \quad (8)$$

1.2. Эффективность описания объекта

Пример 1. Упорядочение. На рис. 1 показано 50-точечное изображение контура объекта в виде двух внешних сегментов (по сути – одной формы). Начальная и конечная точки $p(x_i, y_j)$ верхнего сегмента имеют соответственно координаты (x_1, y_7) и (x_{21}, y_7) .

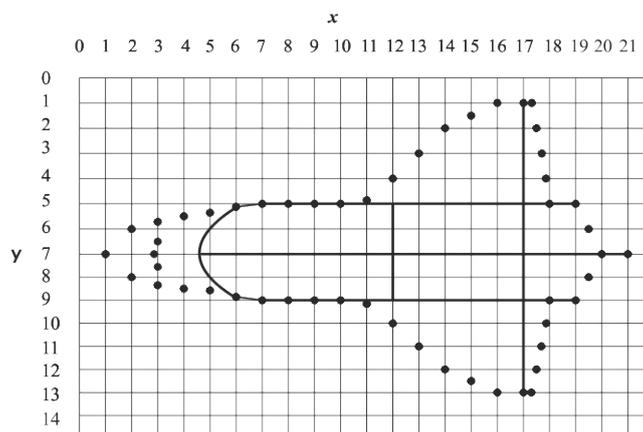


Рис. 1. Изображение объекта

Цифровые представления сегмента в виде векторов матрицы $P = (p_1, p_2)$ и среднего вектора \bar{p} показаны как

$$p_1 = (1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6 \ 7 \ 8 \ 9 \ 10 \ 11 \ 12 \ 13 \ 14 \ 15 \ 16 \ 17 \ 17,3 \ 17,5 \ 17,7 \ 17,9 \ 18 \ 19 \ 19,5 \ 20 \ 21)^T,$$

$$p_2 = (7 \ 6 \ 5,7 \ 5,5 \ 5,3 \ 5,1 \ 5 \ 5 \ 5 \ 4,8 \ 4 \ 3 \ 2 \ 1,5 \ 1 \ 1 \ 1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 5 \ 6 \ 7 \ 7)^T.$$

$$\bar{p} = (4 \ 4 \ 4,35 \ 4,75 \ 5,15 \ 6 \ 6,5 \ 7 \ 7,5 \ 7,9 \ 8 \ 8 \ 8,25 \ 8,5 \ 9 \ 9,15 \ 9,75 \ 10,35 \ 10,95 \ 11,5 \ 12 \ 12,75 \ 13,5 \ 14)^T$$

Преобразование. Фильтрация. Для предварительной оценки эффективности сжатия изображения P сегмента рассчитано распределение дисперсий (6) $\Lambda = \text{diag}[\text{eig}(\text{cov}(P))]$ пространственного положения 26 точек. Собственные значения Λ ковариационной матрицы $\text{cov}(P)$ в области исходных данных совпадают с собственными значениями $\Lambda_{\hat{p}}$ ковариационной матрицы $\text{cov}(\hat{P})$ в области преобразований $\Lambda_{\hat{p}} = A^T [\text{cov}(P)] A = \Lambda$.

Поэтому достаточно вычисления значения Λ . На рис. 1 показан график распределения дисперсий λ коэффициентов преобразования $\hat{p}_{ij}, i=1, 2, j=1, \dots, 26$.

Из графика видно, что имеется одно доминирующее собственное значения λ_{26} . Матрица дисперсий Λ имеет вид

$$\Lambda = \begin{pmatrix} 0 & & \\ & \ddots & \\ & & 1,4768 \end{pmatrix}.$$

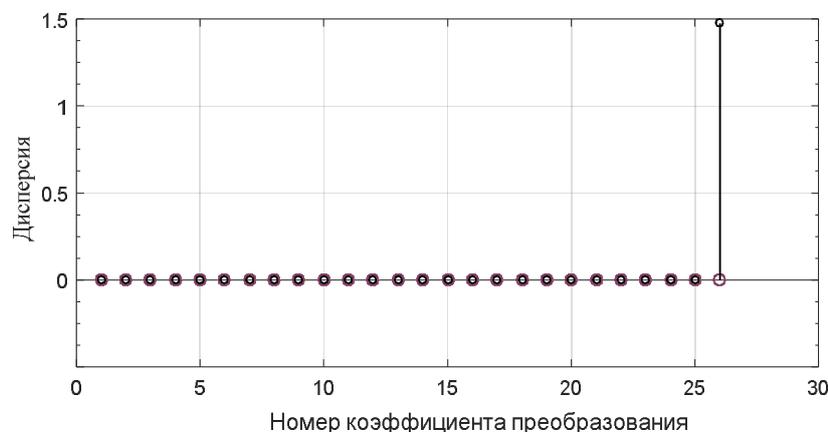


Рис. 1. Распределение дисперсий коэффициентов \hat{p}_i

Вся энергия сигнала в области преобразований сосредоточена в двух коэффициентах $\hat{p}_{26,1}''$ и $\hat{p}_{26,2}''$ матрицы \hat{P}'' (4):

$$\hat{P}'' = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ \vdots & \vdots \\ 27,1736 & -27,1736 \end{pmatrix}.$$

Изображение сегмента представляется двумя сохраняемыми дескрипторами $\hat{p}_{ij}'', i=1,2$. Матрица A размером $B \times B = 26 \times 26$, используемая для выполнения обратного преобразования (5), трансформируется в матрицу (вектор-столбец) размером 26×1 . При этом реализуется точное восстановление исходных данных. Среднеквадратическая ошибка (7) $\varepsilon = E \{ \| \mathbf{VP} \|^2 \} = 0$.

Эффективность кодирования (8) одного сегмента составляет значительную величину $K_1 = \frac{B-D}{B} = \frac{26-2}{26} = 0,923$.

Таким образом, на описание изображения сегмента требуется массив данных, в 13 раз меньший исходного. Так как изображения сегментов, из которых состоит объект, идентичны, то эффективность полного описания объекта сохраняется.

Выводы

1. Вместо передачи всех данных, описывающих контур, достаточно передавать только коэффициенты в области преобразований, характеризующиеся максимальными дисперсиями.
2. Для компактного описания контура достаточно сохранять только коэффициенты с максимальными дисперсиями, вектор математического ожидания и усеченное ядро преобразования.
3. Применение дисперсионного критерия при описании контура объекта наблюдения позволяет осуществлять сжатие данных без потерь.
4. Предварительное вычисление функции распределения дисперсии позволяет ускорить процесс передачи, обработки и анализа изображения, дешифрацию его основных характеристик и информационных признаков.
5. Упрощается решение задач, связанных с обнаружением или поиском определенных объектов на изображениях.
6. В настоящее время рассмотренный метод можно считать практической вычислительной процедурой.

Список литературы

1. Mitsiukhin A.I. Efficient description of the boundary of the object under observation // Proceedings of 59th IWK, Ilmenau Scientific Colloquium, Technische Universität Ilmenau, Band 59, 2017, Heft 2.2.02, 6 Seiten.
2. Митюхин А.И. Цифровая обработка речи и анализ изображений. Минск: БГУИР, 2016. 72 с.
3. Стренг Г. Линейная алгебра и ее применения. М., 1980. 456 с.
4. Gonzalez R.C., Woods R.C. Digital Image Processing. Prentice Hall, New Jersey, 2002. 976 p.

References

1. Mitsiukhin A.I. Efficient description of the boundary of the object under observation // Proceedings of 59th IWK, Ilmenau Scientific Colloquium, Technische Universität Ilmenau, Band 59, 2017, Heft 2.2.02, 6 Seiten.
2. Mitjuhina A.I. Cifrovaja obrabotka rechi i analiz izobrazhenij. Minsk: BGUIR, 2016. 72 s. (in Russ.)
3. Streng G. Linejnaja algebra i ee primenenija. M., 1980. 456 s. (in Russ.)
4. Gonzalez R.C., Woods R.C. Digital Image Processing. Prentice Hall, New Jersey, 2002. 976 p.

Сведения об авторах

Митюхин А.И., доцент, доцент Института информационных технологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Астровский И.И., к.т.н., доцент, доцент кафедры инфокоммуникационных технологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220037, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. Козлова, 28,
Институт информационных технологий
Белорусского государственного университета
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-29-111-20-57;
e-mail: mityuhin@bsuir.by
Митюхин Анатолий Иванович

Information about the authors

Mitsiukhin A.I., associate professor, associate professor of Institute of information technologies of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Astrovski I.I., PhD, associate professor, associate professor of the department of infocommunication technologies of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Address for correspondence

220037, Republic of Belarus,
Minsk, Kozlova str., 28,
Institute of information technologies
of Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-29-111-20-57;
e-mail: mityuhin@bsuir.by
Mitsiukhin Anatoliy Ivanovich

УДК 681.3

КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ СВОЙСТВА ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ БИНАРНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ НА ОСНОВЕ СИСТЕМЫ КЛАССОВ ВЫЧЕТОВ

В.С. ЛИТВИНОВ, Д.М. БИЛЬДЮК

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 4 июня 2018

Аннотация. Предложен алгоритм синтеза стохастических кодовых структур на основе классов вычетов, позволяющих формировать ансамбли с приемлемыми корреляционными свойствами, криптографическим уровнем сложности формируемых ансамблей, зависящих от ключа, и произвольной длиной последовательностей, не влияющей на мощность кодовой структуры, а лишь определяющей ее верхнюю границу.

Ключевые слова: радиотехника, цифровой канал, криптографическое кодирование, псевдослучайные последовательности, система классов вычетов.

Abstract. It proposed to synthesize the stochastic code structures based on residue number system, which allows to form ensembles with acceptable correlation properties, cryptographic difficulty level of formed ensembles, depending on key, and with any length of sequence, which doesn't affect on the power of code structure, but defines its upper limit.

Keywords: radioengineering, digital channel, cryptographic coding, pseudorandom sequences, residue number system.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 123, No. 5, pp. 38-44

Correlation properties of binary pseudorandom sequence based on residue number system

V.S. Litvinov, D.M. Bildziuk

DOI: <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-123-5-38-44>

Введение

При передаче информации по цифровым каналам в мобильных системах радиосвязи и радиоопределения стоит задача повышения устойчивости систем к случайным и преднамеренным помехам, обеспечивая при этом одновременную работу систем в общей полосе частот. Эта задача решается путем использования широкополосных сигналов в виде псевдослучайных последовательностей. Поскольку для систем цифровой связи актуальна защита не только от помех, но и от несанкционированного доступа к информации, передаваемые данные подвергаются также и криптографическому кодированию.

В связи с этим существует необходимость формирования такой кодовой системы, которая позволит противостоять случайным и преднамеренным помехам, возникающим в канале связи, и в то же время обеспечивать высокую структурную скрытность передаваемой информации.

Свойства псевдослучайных последовательностей

В цифровых системах с множественным доступом с кодовым разделением (CDMA) каждому пользователю выделяется уникальная ключевая последовательность, которая

позволяет пользователю выделить предназначенный ему сигнал в выделенной полосе частот. Множественные сигналы в приемнике разделяются посредством корреляции принимаемого сигнала с персональной ключевой последовательностью пользователя. Для минимизации помех, возникающих при демодуляции сигналов, поступающих от многих передатчиков, формируют кодовые последовательности с относительно малыми значениями взаимной корреляции. Демодуляция и разделение этих сигналов в приемнике не вызывают затруднений ввиду того, что каждый сигнал посредством введения псевдослучайной последовательности расширяется по спектру.

Высокое значение избыточности широкополосных сигналов позволяет снижать уровни интерференции, возникающей в радио- и спутниковых каналах цифровой связи. Не менее важным свойством широкополосных сигналов является их псевдослучайность, благодаря которой передаваемые сигналы становятся похожи на случайный шум, и таким образом затрудняется его детектирование сторонними пользователями [1].

Поскольку в системах с *CDMA* псевдослучайные последовательности выполняют функцию «ключа», важной задачей, решаемой с их помощью, является разделение и выделение сигналов различных пользователей. Характеристика псевдослучайной последовательности, на основе которой принимается решение о выделении полезного сигнала, называется автокорреляционной функцией. Автокорреляционная функция $R_a(\tau)$ в общем виде определяется интегралом

$$R_a(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)f(t-\tau)dt. \quad (1)$$

Она является мерой соответствия между сигналом $f(t)$ и его копией, сдвинутой во времени на τ .

В идеале псевдослучайная последовательность длины L должна иметь автокорреляционную функцию со свойством $\phi(0) = L$ и $\phi(j) = 0$ для $1 \leq j \leq L-1$, что необходимо для обеспечения точного времени начала синхронизации принятого сигнала и его гарантированного выделения.

Для минимизации помехи по соседним каналам и определения порога принятия решения используют характеристику, называемую взаимокорреляционной функцией. Взаимокорреляционная функция $R_c(\tau)$ является мерой соответствия двух различных сигналов $f(t)$ и $g(t)$ при их сдвиге во времени на τ и определяется интегралом

$$R_c(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)g(t-\tau)dt. \quad (2)$$

Полный ансамбль псевдослучайных последовательностей должен быть выбран таким, чтобы взаимная корреляция между любой парой последовательностей была достаточно мала. Согласно теории, нулевое значение взаимокорреляционной функции имеют ортогональные друг относительно друга сигналы. Но на практике требуется, чтобы в системах радиосвязи формирование ансамблей псевдослучайных последовательностей было как можно более простым.

Одними из наиболее известных и хорошо изученных псевдослучайных последовательностей являются M -последовательности, или последовательности максимальной длины. Если речь идет о системах связи, ориентированных на одного пользователя, M -последовательности выглядят весьма привлекательно. Однако в связи с требованиями к взаимокорреляционным свойствам ключевых псевдослучайных последовательностей в системах с *CDMA* Голд и Касами предложили последовательности с лучшими свойствами периодической функции взаимной корреляции.

Если сравнивать последовательности Голда с обычными M -последовательностями, первые являются более подходящими для систем спутниковой и сотовой связи с *CDMA* ввиду того, что для таких систем необходимо значительно большее число последовательностей с хорошими значениями взаимной корреляции между ними. Метод построения таких последовательностей состоит в сложении двух различных M -последовательностей по модулю 2.

В результате такого синтеза для длины псевдослучайной последовательности, равной N , можно получить ансамбль объемом $M = N + 2$ [2].

Последовательности Голда позволяют обеспечить минимизацию интерференционных помех в цифровом канале связи за счет большой мощности ансамбля псевдослучайных последовательностей. В то же время существуют две проблемы, которые данные последовательности не могут решить. Первый из них заключается в необходимости последующего криптографического кодирования с целью защиты передаваемой информации от несанкционированного доступа. Несмотря на свою шумоподобность, такие сигналы могут быть обнаружены и декодированы при помощи профессиональных систем, имеющих в своем составе наборы корреляторов. Второй проблемой является тот факт, что объем ансамбля последовательностей Голда строго фиксирован, что влечет за собой повышение требований к вычислительным мощностям приемопередающей аппаратуры систем цифровой связи.

Алгоритм формирования СКВ-кодов

Таким образом, приобретает актуальность задача формирования такой псевдослучайной последовательности, которая обладала бы криптографическими свойствами и давала возможность изменения объема ансамбля. В качестве возможного решения этой задачи был предложен метод синтеза псевдослучайной последовательности на основе системы классов вычетов (далее – СКВ-коды). Этот метод описывается ниже.

Формирование СКВ-кодов основано на представлении ортогональных базисов системы классов вычетов (СКВ) в обобщенной позиционной системе счисления (ОПСС) [3]. На рис. 1 представлена блок-схема алгоритма формирования псевдослучайных последовательностей.

Изначально задаются требуемый объем ансамбля псевдослучайных последовательностей C , длина последовательности N и разрядность чисел b , составляющих базис системы счисления. Затем генерируется система оснований (базис) p_1, p_2, \dots, p_n , состоящая из попарно взаимно простых чисел, размером $n \geq \log_2 C$. Имея в распоряжении систему оснований, необходимо вычислить матрицу преобразования чисел из СКВ в обобщенную позиционную систему счисления.

Вместе с этим также необходимо сгенерировать расширение системы оснований $p_{n+1}, p_{n+2}, \dots, p_{n+k}$ размером таким, чтобы выполнялось следующее условие:

$$N = k \cdot b - 1. \quad (3)$$

С использованием вычисленной матрицы преобразования из СКВ в ОПСС и расширения системы оснований выполняют расширение матрицы преобразования [4].

На основании базиса СКВ p_1, p_2, \dots, p_n определяется диапазон возможных входных значений a по формуле

$$P = \prod_{i=1}^n p_i. \quad (4)$$

При этом вводимое целочисленное значение a , находящееся на интервале $[0, P)$, в представлении системы классов вычетов соответствует $a \rightarrow (a_1, a_2, \dots, a_n)$, где $a_i \equiv a \pmod{p_i}$. Мощность выходного ансамбля определяется количеством изменяемых старших бит в числах a_1, a_2, \dots, a_n .

Получив число a и расширенную матрицу преобразования, производят расширение числа a , выделяя при этом добавленную в процессе расширения часть. Выделенное расширение числа a переводится из СКВ в ОПСС (рис. 2), после чего производится битовая конкатенация и преобразование вектора чисел в двоичный код. Затем обрезаются лишние биты, и бинарная последовательность приводится к биполярному виду $(-1; 1)$.

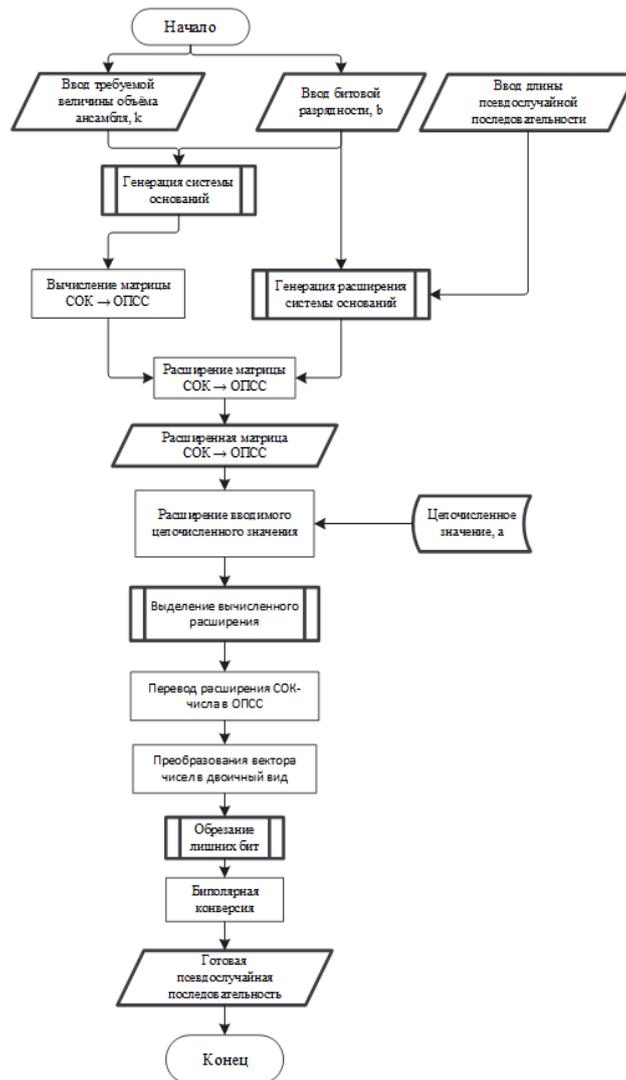


Рис. 1. Алгоритм формирования СКВ-кодов

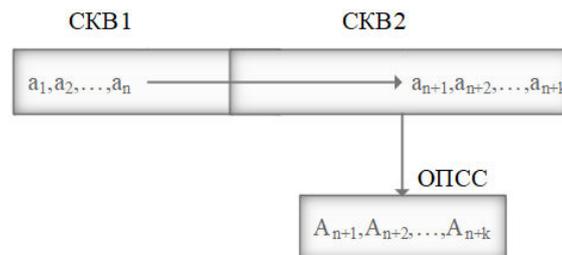


Рис. 2. Краткая схема преобразования СКВ-числа в расширение ОПСС

Полученная последовательность и есть генерируемая псевдослучайная последовательность, называемая псевдослучайной последовательностью на основе системы классов вычетов, или СКВ-кодом.

Для оценки целесообразности применения СКВ-кодов необходимо было сравнить величины боковых выбросов автокорреляционной характеристики и характеристики взаимной корреляции СКВ-кодов и кодов Голда. Исследование проводилось для последовательностей, имеющих длины 15, 31, 63, 127, 511 и 1023, с приблизительно равными мощностями ансамблей псевдослучайных последовательностей.

Исследование корреляционных свойств СКВ-кодов

В процессе построения корреляционных характеристик для СКВ-кодов согласно вышеприведенному алгоритму генерировались ансамбли определенного объема и заданной длины последовательностей. После этого внутри ансамбля проводились вычисления автокорреляционной и взаимокорреляционной функций. Таким образом, вычислялись

$K_{ac} = M$ автокорреляционных характеристик и $K_{cc} = \frac{M^2 - M}{2}$ характеристик взаимной

корреляции, где M – мощность ансамбля псевдослучайных последовательностей. В каждой вычисленной автокорреляционной функции выделялся максимальный боковой выброс, а затем среди этих максимумов находилось и сохранялось наибольшее значение. Аналогичная операция производилась для максимальных выбросов взаимокорреляционной функции. Для кодов Голда также генерировались ансамбли фиксированного объема и находились максимумы выбросов корреляционных характеристик. Зависимости выделенных максимумов корреляционных функций от длины псевдослучайной последовательности показаны на рис. 3–6.

На рис. 3, 4 показаны зависимости максимальных нормированных величин боковых выбросов автокорреляционной функции от длины псевдослучайной последовательности для кодов Голда и СКВ-кодов. Как видно из рисунков, автокорреляционные свойства СКВ-кодов несколько хуже, чем у кодов Голда.

На рис. 5, 6 показаны зависимости максимальных нормированных величин выбросов взаимокорреляционной функции от длины псевдослучайной последовательности для кодов Голда и СКВ-кодов. Здесь также можно видеть, что по свойствам взаимной корреляции СКВ-коды уступают кодам Голда.

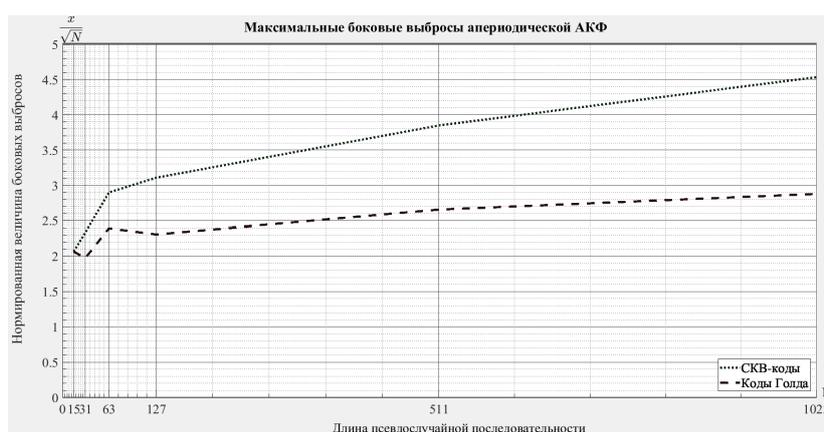


Рис. 3. Зависимость величины боковых выбросов аperiodической АКФ от длины последовательности

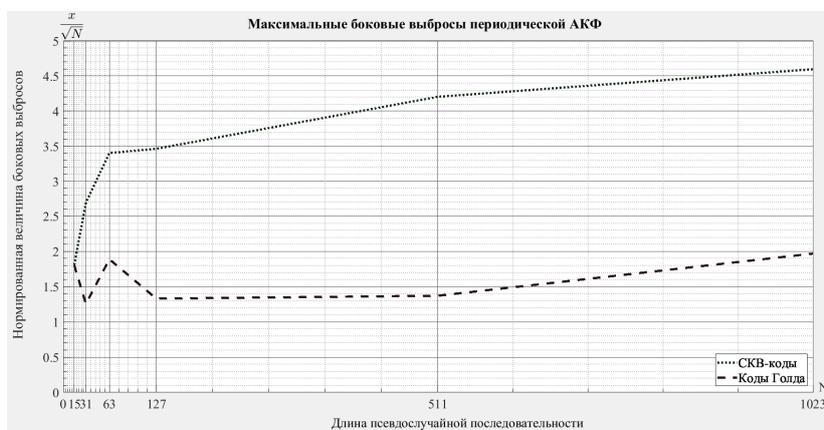


Рис. 4. Зависимость величины боковых выбросов периодической АКФ от длины последовательности

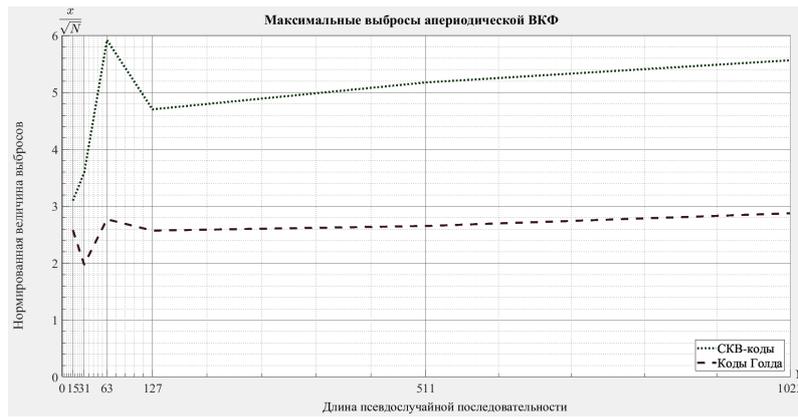


Рис. 5. Зависимость величины выбросов аperiodической ВКФ от длины последовательности

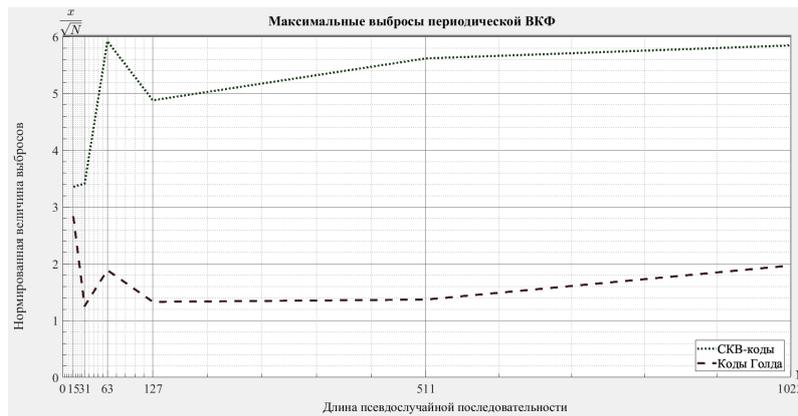


Рис. 6. Зависимость величины выбросов периодической ВКФ от длины последовательности

Заключение

На основании проведенных исследований можно рекомендовать использование СКВ-кодов в ряде ситуаций, когда приоритетной является задача создания защищенного канала связи без задействования больших вычислительных мощностей. СКВ-коды не требуют обязательного криптографического шифрования, поскольку количество комбинаций составления системы оснований и ее расширения достаточно большое, чтобы гарантировать высокий уровень защиты от подбора ключа и, как следствие, получения несанкционированного доступа к передаваемой информации. Также метод формирования этих кодов позволяет изменять объем их ансамбля, что дает возможность синтеза ограниченного количества ключевых псевдослучайных последовательностей большой длины, не прибегая к излишним вычислениям.

Список литературы

1. Прокис Дж. Цифровая связь. М.: Радио и связь. 2000. 800 с.
2. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. М.: Радио и связь, 2000. 520 с.
3. Srubo N. Residue arithmetic and its applications to computer technology. New York, 1967. 238 p.
4. Червяков Н.И. Методы масштабирования модулярных чисел, используемые при цифровой обработке сигналов // Инфокоммуникационные технологии. 2006. № 4 (3). С. 15–24.

References

1. Prokis Dzh. Cifrovaja svjaz'. M.: Radio i svjaz'. 2000. 800 s. (in Russ.)
2. Feer K. Besprovodnaja cifrovaja svjaz'. Metody moduljacji i rasshirenija spektra. M.: Radio i svjaz', 2000. 520 s. (in Russ.)
3. Srubo N. Residue arithmetic and its applications to computer technology. New York, 1967. 238 p.
4. Chervjakov N.I. Metody masshtabirovanija moduljarnyh chisel, ispol'zuemye pri cifrovoj obrabotke signalov // Infokommunikacionnye tehnologii. 2006. № 4 (3). S. 15–24. (in Russ.)

Сведения об авторах

Бильдюк Д.М., старший преподаватель кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Литвинов В.С., магистрант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел.: +375-29-198-33-20;
e-mail: anix.mig29@gmail.com
Литвинов Валентин Сергеевич

Information about the authors

Bildziuk D.M., senior lecturer of information radiotechnologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Litvinov V.S., master student of information radiotechnologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki, 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel.: +375-29-198-33-20;
e-mail: anix.mig29@gmail.com
Litvinov Valentin Sergeevich

УДК 004.42–027.45

МЕТОД ПРОГНОЗИРОВАНИЯ НАДЕЖНОСТИ ПРИКЛАДНЫХ ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ НА РАННИХ ЭТАПАХ ИХ РАЗРАБОТКИ

С.М. БОРОВИКОВ¹, С.С. ДИК¹, Н.К. ФОМЕНКО²

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

²Филиал БНТУ «Минский государственный политехнический колледж», Республика Беларусь

Поступила в редакцию 13 июня 2018

Аннотация. Для прогнозирования ожидаемой надежности разрабатываемых прикладных программных средств предлагается метод, основанный на использовании статистической модели работоспособности программных средств. Модель базируется на взятых из отечественной и зарубежной печати обобщенных статистических данных об ожидаемом числе ошибок в разрабатываемом прикладном программном средстве в зависимости от числа строк кода компьютерной программы, продолжительности ее тестирования, квалификации и опыта тестировщиков. Приводится пример прогнозирования ожидаемой надежности прикладного программного средства.

Ключевые слова: прикладное программное средство, статистическая модель работоспособности, ожидаемая надежность, прогнозирование.

Abstract. To predict the expected reliability of the developed software applications, a method based on the use of the statistical model of the operability of software is proposed. The model is based on generalized statistical data taken from domestic and foreign printing on the expected number of errors in the developed application software, depending on the number of lines of computer program code, the duration of its testing, the qualifications and experience of testers. An example of predicting the expected reliability of an application software is given

Keywords: application software, statistical model of failure-free operation, expected reliability, forecasting.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 123, No. 5, pp. 45-51

Method for predicting the reliability of applied software at the early stages of their development

S.M. Borovikov, S.S. Dick, N.K. Fomenko

DOI: <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-123-5-45-51>

Введение

Под надежностью программного средства (ПС) понимают способность ПС обеспечивать требуемый уровень его пригодности для решения задач пользователя в заданных условиях и режимах применения. Ограничения уровня пригодности ПС являются следствием наличия дефектов (ошибок), внесенных в компьютерные программы и содержание ПС в процессе постановки и решения задачи их создания. Ошибка компьютерной программы – это погрешность или искажение кода, которые при определенном наборе входных данных в ходе выполнения этой программы могут вызвать ее отказ или привести к неверным результатам. Когда ПС становится сложным, ошибки просто неизбежны. Невозможно найти и исправить все ошибки. [1]. Количество и характер отказов ПС, являющихся следствием этих ошибок, зависят от способа применения ПС и выбираемых вариантов его функционирования. Входные исходные данные, используемые пользователем

при выполнении компьютерной программы, могут попасть на такую трассу ее выполнения, которая не была проверена на этапе тестирования ПС.

Актуальность разработки

В сложных информационно-компьютерных системах вклад программного обеспечения в ненадежность систем составляет до 40...50 %. По мнению некоторых авторов, этот вклад может превышать вклад, вносимый техническими средствами (компьютерами), поскольку входные данные могут быть сложнее и их формат все время меняется. Надежность электронно-вычислительных средств ограничивается качеством используемых комплектующих элементов, ошибками проектирования, производственными дефектами и частотой сбоев. В общем случае программное обеспечение сложнее технических средств. Его объем для современных информационно-компьютерных систем может достигать сотен миллионов и более команд [1].

Разработанные методы и алгоритмы оценки надежности прикладных ПС предполагают, что устранены ошибки, обусловленные нарушениями правил языка программирования, выполнена отладка кода программы и имеются определенные данные о тестировании ПС. Однако в большинстве случаев проектировщики информационно-компьютерных систем хотели бы знать ожидаемый уровень надежности прикладных ПС на ранних этапах их разработки. Поэтому актуальным является разработка метода, показывающего, как спрогнозировать уровень надежности ПС до написания кода компьютерной программы на языке программирования. Наличие соответствующего метода позволит хотя бы ориентировочно оценить ожидаемый уровень надежности будущего ПС, что даст возможность определить его вклад в общую ненадежность информационно-компьютерной системы.

Теоретический анализ

Среди специалистов по программированию в качестве единицы измерения объема ПС, относительно хорошо устанавливающей соотношение с числом возможных ошибок, используют количество строк кода (в англоязычном варианте: Lines Of Code – LOC). LOC – это метрика ПС, используемая для измерения его размера путем подсчета числа строк в тексте исходного кода компьютерной программы.

Обычно используют физические строки кода, их определяют как общее число строк исходного кода, включая комментарии. Однако результаты подсчета существенным образом зависят от правил оформления и форматирования исходного кода. Тем не менее физические строки кода интуитивно понятнее и их проще считать, нежели логические строки кода, для определения числа которых надо подсчитать количество собственно операторов в программе.

Программное обеспечение современных информационно-компьютерных систем является достаточно сложным, и есть веские основания считать, что оно станет еще сложнее в ближайшем будущем. Например, по данным Nathan Myhrvold [2], в 1983 году текстовый редактор Microsoft Word включал 27 тыс. строк кода, а к 1995 году размер этого редактора заметно увеличился, достигнув 2 млн строк кода.

Чтобы оценить всю сложность современного программного обеспечения, рекомендуется проанализировать информацию, приведенную в табл. 1.

Таблица 1. Объем программного обеспечения

Программное средство (объект)	Космическая станция	Космический корабль	Boeing 777	Windows NT5	Linux 2,6	Windows 2000	Windows XP	Windows 7
Количество строк кода, млн	40	10	7	35	5,6	35	45	> 60

По данным, приводимым в технической литературе, среднее число ошибок $N_{\text{ош}}$, приходящихся на тысячу строк кода (KLOC), определяется назначением и особенностью разработки компьютерной программы. Согласно [3], значение $N_{\text{ош}}$ для ответственных прикладных ПС лежит в диапазоне от 5 до 35 ошибок на тысячу строк кода.

В программных средствах, которые тестировались только на предмет выполнения ими своих функций, что имеет место для большого числа ПС, поставляемых пользователям на коммерческой основе, присутствует намного больше ошибок: до 15...50 ошибок на 1000 строк кода (табл. 2).

Таблица 2. Среднее число дефектов (ошибок) на 1000 строк кода для прикладных программных средств, прошедших тестирование

Назначение ПС, разработчик	Intel	Microsoft	Linux	NASA	Коммерческие прикладные ПС
Среднее число дефектов (ошибок) на 1000 строк кода	4...5	8...18	8...34	3...8	15...48

В качестве количественных показателей, характеризующих уровень надежности программного средства, можно использовать показатели, сходные с показателями безотказности аппаратной части информационно-компьютерных систем. Далее в качестве таких показателей для ПС используются интенсивность проявления дефектов (ошибок) $\lambda_{ПС}$ и наработка на проявление ошибки T_0 . Между показателями $\lambda_{ПС}$ и T_0 имеет место определенная связь, позволяющая по значению одного из них найти другой показатель.

Надежность ПС зависит от используемых технологий и продолжительности процедуры тестирования. С помощью тестирования должно быть выявлено как можно больше смысловых ошибок с учетом возможного формата изменения исходных данных. Тестирование требует значительного времени, и даже после его завершения некоторые ошибки в ПС остаются необнаруженными.

Возможные подходы к оценке ожидаемой надежности прикладных программных ПС на ранних этапах их разработки обсуждались в работах [4, 5]. В данной статье в систематизированном виде изложен разработанный авторами метод оценки уровня надежности ПС до написания кода компьютерной программы на языке программирования. Этот метод использует модель надежности, основанную на статистическом подходе к оценке уровня работоспособности компьютерной программы. Обобщенные сведения о надежности прикладных ПС взяты из опыта использования их по назначению в различных областях деятельности людей. Ниже приводятся основные статистические данные, принятые в модели надежности разрабатываемых прикладных ПС [3]:

- профессиональные программисты со стажем не менее 10 лет на 1000 строк кода допускают в среднем 131,3 ошибки;
- до 50 % ошибок программного кода выявляется на этапе компиляции (если транслятор имеет развитую систему предупреждений);
- на этапе тестирования обнаруживается 50 % и более ошибок, оставшихся после устранения синтаксических ошибок, обусловленных нарушением правил языка программирования;
- среднее число ошибок, приходящихся на тысячу строк кода компьютерной программы, прошедшей тестирование, находится в диапазоне от 5 до 50.

Метод оценки ожидаемой надежности прикладного программного обеспечения

Оценка надежности выполняется по модели надежности, использующей усредненные статистические данные об ожидаемом числе ошибок в ПС в зависимости от объема кода компьютерной программы, динамики уменьшения числа ошибок при тестировании, квалификации, опыта программистов и тестировщиков, а также от продолжительности тестирования. В качестве основы определения итоговой (прогнозной) надежности прикладного ПС выбрана модель Шумана [6, 7] в предположении, что вся продолжительность процедуры тестирования ПС рассматривается как один этап тестирования ($i = 1$). При оценке ожидаемой надежности ПС с использованием статистической модели его работоспособности приняты следующие основные допущения:

- написание программного кода, отладка и дальнейшее тестирование ПС будут выполняться профессиональными специалистами со стажем работы не менее 10 лет;

- интенсивность проявления ошибок $\lambda(t)$ для времени t прямо пропорциональна оставшемуся числу ошибок в ПС в момент времени t ;
- время до проявления следующей ошибки распределено по экспоненциальному закону;
- устранение ошибок на этапе тестирования осуществляется без внесения в программу других ошибок.

В качестве исходных данных рассматриваются:

- предполагаемый размер (объем) компьютерной программы в строках кода (LOC);
- продолжительность выполнения этапа тестирования ПС;
- количество специалистов, привлекаемых к тестированию ПС.

Ниже приводится описание основных этапов применения метода.

1. Определение прогнозного значения числа ошибок $N_{\text{нач}}$, оставшихся в компьютерной программе после написания ее кода и устранения ошибок, обусловленных нарушениями правил языка программирования (ошибок трансляции):

$$N_{\text{нач}} = \frac{131,3 \cdot S(1 - K_{\text{отл}})}{1000}, \quad (1)$$

где S – объем ПС в строках кода; $K_{\text{отл}}$ – коэффициент, показывающий долю ошибок, устраняемых при отладке ПС; по умолчанию для профессиональных программистов со стажем работы не менее 10 лет, согласно [3], может быть принят $K_{\text{отл}} = 0,5$.

2. Расчет ожидаемого числа ошибок, оставшихся в ПС после проведения тестирования, $N_{\text{п.тест}}$:

$$N_{\text{п.тест}} = (1 - K_{\text{тест}})N_{\text{нач}}, \quad (2)$$

где $K_{\text{тест}}$ – коэффициент, показывающий долю ошибок, выявляемых при тестировании; для профессиональных специалистов со стажем работы не менее 10 лет может быть принят $K_{\text{тест}} \approx 0,5$ [3]. Для специалистов со стажем менее 10 лет коэффициент $K_{\text{тест}}$ подлежит уточнению, в этих случаях $K_{\text{тест}} < 0,5$.

3. Определение общего времени тестирования $t_{\text{тест}}$:

$$t_{\text{тест}} = n_{\text{дн}} m_{\text{т}} t_{\text{дн}} K_{\text{ПС}}, \quad (3)$$

где $n_{\text{дн}}$ – число рабочих дней, отводимое для тестирования ПС; $m_{\text{т}}$ – количество задействованных тестировщиков; $t_{\text{дн}}$ – продолжительность рабочего дня тестировщика; $K_{\text{ПС}}$ – коэффициент, показывающий, какая часть времени в течение рабочего дня в среднем используется тестировщиком для прогона (исполнения на компьютере) ПС; по умолчанию можно принять $K_{\text{ПС}} = 0,15$ (по данным Объединенного института проблем информатики НАН Беларуси).

4. Согласно модели Шумана [6, 7], для интенсивности проявления ошибок на i -м этапе λ_i , справедливо выражение

$$\lambda_i = (N_{\text{нач}} - n_{i-1})C, 1/\text{ч}, \quad (4)$$

где n_{i-1} – число ошибок, исправленных к началу i -го этапа тестирования; C – коэффициент пропорциональности.

Вся продолжительность процедуры тестирования ПС рассматривается как один этап тестирования ($i = 1$). Поскольку $i = 1$, следовательно, в данном случае $n_{i-1} = n_0 = 0$. С учетом этого коэффициент C в данном случае рассчитывается как

$$C = \frac{n_{\text{тест}}}{N_{\text{нач}} - n_0} = \left| \begin{array}{l} \text{С учетом того, что} \\ n_{\text{тест}} = N_{\text{нач}} - N_{\text{п.тест}} \end{array} \right| = \frac{N_{\text{нач}} - N_{\text{п.тест}}}{N_{\text{нач}} \cdot t_{\text{тест}}}, 1/\text{ч}, \quad (5)$$

где $t_{\text{тест}}$ – планируемое время тестирования ПС, представляющее собой суммарное время прогона ПС (выполнения на компьютере) на этапе тестирования; $n_{\text{тест}}$ – прогнозируемое число обнаруженных ошибок при тестировании ($n_{\text{тест}} = N_{\text{нач}} - N_{\text{п.тест}}$).

5. Определение прогнозного значения ожидаемой интенсивности проявления ошибок λ (интенсивности отказов ПС) после завершения процедуры тестирования и исправления выявленных ошибок, т. е. расчет значения λ , соответствующего начальному этапу эксплуатации ПС:

$$\lambda_{\text{эксп}} = (N_{\text{нач}} - n_{\text{тест}})C = N_{\text{п.тест}} \cdot C, \text{ 1/ч,} \quad (6)$$

где $\lambda_{\text{эксп}}$ – интенсивность проявления ошибок для начального периода использования ПС по его функциональному назначению.

Примечание. С учетом выражения (5) для коэффициента C прогнозное значение $\lambda_{\text{эксп}}$ может быть сразу рассчитано по формуле

$$\lambda_{\text{эксп}} = \frac{N_{\text{п.тест}}(N_{\text{нач}} - N_{\text{п.тест}})}{N_{\text{нач}} \cdot t_{\text{тест}}}, \text{ 1/ч.} \quad (7)$$

6. Определение прогнозного значения наработки на проявление ошибки $T_{0,\text{ПС}}$ для начального периода использования ПС по его функциональному назначению. Принимая гипотезу об экспоненциальном распределении времени использования ПС до возникновения ошибки, значение T_0 может быть найдено по выражению

$$T_{0,\text{ПС}} = \frac{1}{\lambda_{\text{эксп}}} = \frac{1}{N_{\text{п.тест}} \cdot C} = \frac{N_{\text{нач}} \cdot t_{\text{тест}}}{N_{\text{п.тест}}(N_{\text{нач}} - N_{\text{п.тест}})}, \text{ ч.} \quad (8)$$

Предлагаемый метод позволяет ориентировочно оценить ожидаемую надежность ПС для начального периода его эксплуатации. Ниже приводится пример прогнозирования (оценки) ожидаемой надежности прикладного ПС с использованием метода.

Применение метода и обсуждение результатов

Пример. Разрабатываемое прикладное ПС будет включать ориентировочно 5 тысяч строк программного кода. Продолжительность выполнения тестирования программного ПС пятью специалистами с опытом работы более 10 лет определена в размере 30 недель при пятидневной рабочей неделе (150 рабочих дней) и 8-часовой продолжительности рабочего дня. Определим прогнозное значение наработки на проявление ошибки $T_{0,\text{ПС}}$, которое будет иметь место для ПС после завершения этапа его тестирования.

Применение метода. 1. Используя формулу (1), находим ожидаемое число ошибок $N_{\text{нач}}$, которое будет содержаться в компьютерной программе после написания ее кода на языке программирования и устранения ошибок, вызванных нарушением правил языка (ошибок трансляции программы): $N_{\text{нач}} \approx 328$ ошибок.

2. По выражению (2) определяем ожидаемое число ошибок $N_{\text{п.тест}}$, оставшихся в ПС после завершения этапа тестирования. Примем $K_{\text{тест}} = 0,5$. Получим $N_{\text{п.тест}} \approx 164$ ошибки.

3. По формуле (3) определяем прогнозное время тестирования ПС – время выполнения (прогона) на компьютере. Примем $K_{\text{ПС}} = 0,15$. Получим $t_{\text{тест}} = 150 \cdot 5 \cdot 8 \cdot 0,15 = 900$ ч.

4. По формуле (5) рассчитываем значение коэффициента C с учетом того, что $n_{\text{тест}} = N_{\text{нач}} - N_{\text{п.тест}} = 328$ ошибок, $n_0 = 0$: $C = 328/(656 \cdot 900) \approx 0,000556$ 1/ч.

5. Пользуясь выражением (6), находим интенсивность проявления ошибок $\lambda_{\text{эксп}}$, соответствующую окончанию этапа тестирования и, следовательно, начальному периоду использования ПС по его функциональному назначению: $\lambda_{\text{эксп}} = 328 \cdot 0,000556 \approx 0,091$ 1/ч.

6. Принимая во внимание выражение (8), определяем среднюю наработку на проявление ошибки $T_{0,\text{ПС}}$ для начального этапа эксплуатации ПС: $T_{0,\text{ПС}} 10,99 \approx 11$ ч.

С учетом того, что для реальных информационно-компьютерных систем наработка на отказ аппаратных средств (надежность технической части системы) составляет примерно тысячи часов, а ожидаемая наработка на проявление ошибки $T_{0,\text{ПС}}$ прикладного ПС, согласно расчету, всего 11 ч, может сложиться впечатление, что вклад ПС в общую ненадежность системы является определяющим, а не примерно до 50 %, как было отмечено ранее.

Сделаем пояснения. Во-первых, полученное расчетное значение $T_{0,\text{ПС}} = 11$ ч соответствует начальному периоду опытной эксплуатации прикладного ПС, и с увеличением времени эксплуатации значение $T_{0,\text{ПС}}$ возрастает за счет того, что ошибки, проявившиеся при эксплуатации, устраняются. И второе, время использования ПС при выполнении целевого задания, возлагаемого на информационно-компьютерную систему, оказывается, как правило, заметно меньше установленного нормативного календарного времени t_k выполнения системой целевого задания, поэтому возникает резерв времени на восстановление разработанного прикладного ПС в случаях проявления ошибки и дальнейшего выполнения целевого задания с помощью обновленного ПС (после поиска ошибки и редактирования кода), т. е. для ПС

предоставляется возможным использовать временное резервирование [8]. Задержка в выполнении ПС целевого задания до истечения времени t_k не рассматривается как срыв в выполнении целевого задания, т. е. отказ информационно-компьютерной системы. Отказ системы по вине рассматриваемого ПС возникает, если восстановление его работоспособности и выполнение целевого задания с помощью восстановленной версии ПС не будут выполнены до момента окончания интервала времени t_k .

Заключение

Предложенный метод дает весьма приближенные результаты ожидаемой надежности разрабатываемого прикладного ПС. Однако даже такой ориентировочный расчет полезен, так как позволяет получить представление о надежности ПС на раннем этапе его разработки, до написания программного кода. Кроме того, используя описанный метод, можно ориентировочно определить требуемое время на тестирование, необходимое для обеспечения заданного уровня надежности разрабатываемого прикладного ПС.

При оценке ожидаемой надежности программного обеспечения, используемого для решения прикладных задач с помощью информационно-компьютерной системы, следует также принять во внимание надежность системного программного обеспечения и надежность используемых драйверов. Модель работоспособности этого программного обеспечения и метод прогнозирования его ожидаемой надежности будут отличаться от модели и метода, предложенных для прикладных ПС. Пользователи вычислительных систем хотели бы знать, как оценить ожидаемую надежность используемых в практике системных программных средств. Решение этой задачи является предметом отдельного исследования.

Список литературы

1. Программное обеспечение – источник всех проблем [Электронный ресурс]. URL: <http://www.williamspublishing.com/PDF/5-8459-0785-3/part1.pdf>. (дата обращения: 25.04.2018).
2. The physicist. Trending now [Электронный ресурс]. URL: http://www.wired.com/wired/archive/3.09/myhrvold.html?person=gordon_moore&topic_set=wiredpeople. (дата обращения: 25.04.2018).
3. Методы обеспечения аппаратно-программной надежности вычислительных систем. д.т.н., проф. Чуканов В.О., к.т.н., доц. Гуров В.В. [Электронный ресурс]. URL: http://www.mcst.ru/files/5357ec/dd0cd8/50af39/000000/seminar_metody_obespecheniya_apparatno-programmnoy_nadezhnosti_vychislitelnyh_sistem.pdf. (дата обращения: 25.04.2018).
4. Боровиков С.М., Дик С.С. Прогнозирование ожидаемой надежности прикладных программных средств с использованием статистических моделей их безотказности [Электронный ресурс]. URL: <https://libeldoc.bsuir.by/handle/123456789/31393>. (дата обращения: 25.04.2018).
5. Боровиков С.М., Будник А.В., Закривашевич М.Н. Оценка ожидаемой надежности прикладных программных средств на начальном этапе их разработки [Электронный ресурс]. URL: <http://bsac.by/sites/default/files/content/event/2017/add/files/10-16/sbornik-ccc-2017-poslednii.pdf> или <https://libeldoc.bsuir.by/handle/123456789/28865> (дата обращения: 25.04.2018).
6. Чуканов В.О. Надежность программного обеспечения и аппаратных средств систем передачи данных атомных электростанций. М.: МИФИ, 2008. 68 с.
7. Shooman M.L. Software engineering: Reliability, Development and Management. McGraw-Hill: International. Book Co, 1983.
8. Надежность технических систем / Под ред. И.А. Ушакова. М.: Радио и связь, 1985. 608 с.

References

1. Programmnoe obespechenie – istochnik vseh problem [Electronic resource]. URL: <http://www.williamspublishing.com/PDF/5-8459-0785-3/part1.pdf>. (date of access: 25.04.2018).
2. The physicist. Trending now [Electronic resource]. URL: http://www.wired.com/wired/archive/3.09/myhrvold.html?person=gordon_moore&topic_set=wiredpeople. (date of access: 25.04.2018). (in Russ.)
3. Metody obespecheniya apparatno-programmnoj nadezhnosti vychislitel'nyh sistem. d.t.n., prof. Chukanov V.O., k.t.n., doc. Gurov V.V. [Electronic resource]. URL: http://www.mcst.ru/files/5357ec/dd0cd8/50af39/000000/seminar_metody_obespecheniya_apparatno-programmnoy_nadezhnosti_vychislitelnyh_sistem.pdf. (date of access: 25.04.2018). (in Russ.)

4. Borovikov S.M., Dik S.S. Prognozirovanie ozhidaemoj nadezhnosti prikladnyh programmnyh sredstv s ispol'zovaniem statisticheskikh modelej ih bezotkaznosti [Electronic resource]. URL: <https://libeldoc.bsuir.by/handle/123456789/31393>. (date of access: 25.04.2018). (in Russ.)
5. Borovikov S.M., Budnik A.V., Zakrivashovich M.N. Ocenka ozhidaemoj nadezhnosti prikladnyh programmnyh sredstv na nachal'nom jetape ih razrabotki [Electronic resource]. URL: <http://bsac.by/sites/default/files/content/event/2017/add/files/10-16/sbornik-ccc-2017-poslednii.pdf> ili <https://libeldoc.bsuir.by/handle/123456789/28865> (date of access: 25.04.2018). (in Russ.)
6. Chukanov V.O. Nadezhnost' programmnoho obespechenija i apparatnyh sredstv sistem peredachi dannyh atomnyh jelektrostantsij. M.: MIFI, 2008. 68 s. (in Russ.)
7. Shooman M.L. Software engineering: Reliability, Development and Management. McGraw-Hill: International. Book Co, 1983.
8. Nadezhnost' tehniceskikh sistem / Pod red. I.A. Ushakova. M.: Radio i svjaz', 1985. 608 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

Боровиков С.М., к.т.н., доцент кафедры проектирования информационно-компьютерных систем Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Дик С.С., аспирант Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Фоменко Н.К., преподаватель высшей категории филиала Белорусского национального технического университета «Минский государственный политехнический колледж».

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-29-610-24-34;
e-mail: bsm@bsuir.by
Боровиков Сергей Максимович

Information about the authors

Borovikov S.M., PhD, associate professor of the department of information and computer systems design of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Dick S.S., PG student of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Fomenko N.K., teacher of the highest category of the branch of Belarusian national technical university «Minsk State Polytechnic College».

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-29-610-24-34;
e-mail: bsm@bsuir.by
Borovikov Sergei Maksimovich

УДК 621.396.967

АНАЛИЗ МЕТОДОВ ЭЛЕКТРОННОЙ КОМПЕНСАЦИИ ОПОРНОГО СИГНАЛА В ЦЕЛЕВОМ КАНАЛЕ ПОЛУАКТИВНОГО КОГЕРЕНТНОГО БИСТАТИЧЕСКОГО DVB-T2 РАДАРА

П.И. КАРПОВИЧ¹, С.А. КОРЕНЕВСКИЙ², В.В. МУРАВЬЕВ²

¹ООО «СКБ «Радиотехпроект», Республика Беларусь

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 21 декабря 2018

Аннотация. В статье проанализированы различные методы электронной компенсации опорного сигнала в целевом канале. Предложен алгоритм электронной компенсации прямого сигнала DVB-T2 в полуактивном когерентном радаре. Разработан фильтр, обеспечивающий подавление прямого сигнала не менее 50 дБ. Представлены результаты экспериментальных исследований по обнаружению низкоскоростной цели с малой эффективной поверхностью рассеяния при наличии мощного опорного сигнала.

Ключевые слова: полуактивная радиолокация, пассивная когерентная радиолокационная станция, адаптивный фильтр.

Abstract. This paper provides an overview of different electronic compensation methods of a reference signal. An algorithm for electronic compensation of the DVB-T2 direct signal in a semi-active coherent radar has been proposed. A filter that provides direct signal suppression of at least 50 dB has been developed. The results of experimental studies on the detection of low-speed target with low effective scattering surface in the presence of a powerful reference signal have been presented.

Keywords: semi-active radiolocation, passive coherent radar, adaptive filter.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 123, No. 5, pp. 52-59

**Research of electronic compensation methods of reserence signal
in the surveillance channel of semi-active coherent bistatic DVB-T2 radar**

P.I. Karpovich, S.A. Korenevsky, V.V. Muraviov

DOI: <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-123-5-52-59>

Введение

Сигналы вещательных цифровых телестанций (DVB-T2) являются достаточно привлекательными с точки зрения радиолокации [1]. Радары, использующие в качестве подсвета сигналы сторонних передатчиков, называют полуактивными. Главными достоинствами таких радаров являются: низкая стоимость производства и эксплуатации; возможность формирования произвольной зоны покрытия за счет широкой (как правило) вещательной сети достаточно мощных передатчиков подсвета; отсутствие вредного воздействия на человека и окружающую среду со стороны полуактивной радиолокационной станции (РЛС) (это позволяет использовать полуактивные DVB-T2 радары в населенных пунктах). С другой стороны, к недостаткам полуактивной РЛС можно отнести отсутствие контроля за передатчиком, режимом его работы и местом расположения.

Различают когерентные и некогерентные полуактивные РЛС. Некогерентным полуактивным РЛС необходимо наличие нескольких приемных пунктов для определения

координат цели. Количество приемных пунктов зависит от способа определения координат цели.

Отличительной особенностью когерентной полуактивной РЛС является наличие в ее составе двух каналов приема: опорного и целевого. Опорный канал принимает сигналы вещательных станций, эти сигналы в дальнейшем используются для обнаружения доплеровских целей. Однако вместе с сигналом от цели в целевой канала проникает и мощный опорный сигнал.

Причины проникновения могут быть различными: отсутствие нуля диаграммы направленности в целевой антенне в направлении на передатчик подсвета; многолучевое распространение радиоволн. Проникновение опорного сигнала не позволяет выделить цели с малой эффективной площадью рассеяния. В работах [2, 3] даны рекомендации по подавлению опорного сигнала в целевом канале. В данной работе электронная компенсация предполагает использование адаптивного фильтра как устройства подавления нежелательного сигнала.

Общая структура адаптивной системы показана на рис. 1 [4, 5].

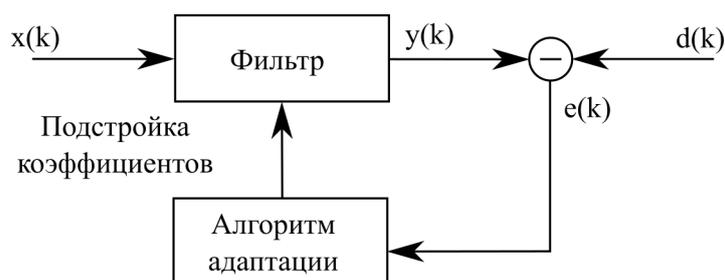


Рис. 1. Общая структура адаптивного фильтра: $x(k)$ – входной сигнал (целевой канал); $y(k)$ – выходной сигнал адаптивного фильтра; $d(k)$ – желаемый сигнал (сигнал опорного канала); $e(k)$ – сигнал ошибки (результатирующий сигнал электронной компенсации)

Методы электронной компенсации

Проанализируем работу, достоинства и недостатки использования следующих адаптивных фильтров: метод наименьших квадратов (LMS – least mean square), нормализованный метод наименьших квадратов (NLMS – normilized least mean square), рекурсивный метод наименьших квадратов (Recursive Least Square – RLS), разработанный авторами [6] алгоритм подавления мощных отражений (Extensive Cancellation Algorithm – ECA).

В процессе адаптации коэффициенты фильтра подстраиваются, минимизируя сигнал ошибки. Поскольку сигнал ошибки является случайным процессом, в качестве меры ее (ошибки) величины принимают средний квадрат $J(w_n) = \overline{e^2(k)}$ [7]. Задача оптимальной в статистическом смысле фильтрации заключается в минимизации этой величины. В работах [5, 7] показано, что оптимальное в статическом смысле решение может быть получено из уравнения

$$w = R^{-1} p, \quad (1)$$

где R^{-1} – обратная корреляционная матрица; p – вектор-столбец взаимных корреляций между k -м отсчетом образцового сигнала и входным сигналом $x(k)$.

Фильтр с коэффициентами (1) называется фильтром Винера. Он имеет минимальную дисперсию сигнала ошибки, равную

$$\overline{e^2(k)} = \overline{d^2(k)} - p^T R^{-1} p. \quad (2)$$

Итак, задачей оптимального в статистическом смысле фильтра (в том числе адаптивного) является обеспечение минимума дисперсии сигнала ошибки путем поиска решения уравнения (1). Нахождение коэффициентов фильтра Винера – математически сложная задача, кроме того, она требует знания статистических характеристик, которые в большинстве практически неизвестны.

В адаптивных фильтрах операцию обращения матрицы из (1) заменяют на более простые операции, например, оценка статистических характеристик производится непрерывно

в процессе работы фильтра. Таким образом, коэффициенты адаптивного фильтра постоянно обновляются на каждом шаге работы.

В методе наименьших квадратов (LMS) вместо значений корреляционной матрицы входного сигнала R и вектора p взаимных корреляций образцового и входного сигналов используются их мгновенные значения (без усреднения):

$$R(k) = x(k) x^T(k), p(k) = d(k) x(k). \quad (3)$$

При этом вектор коэффициентов фильтра меняется на каждом шаге по методу наискорейшего спуска, смещаясь на величину, пропорциональную ∇J (градиенту целевой функции):

$$w(k+1) = w(k) + \mu x(k) e(k), \quad (4)$$

где μ – положительный коэффициент (размер шага).

Алгоритм LMS сходится в среднем: математические ожидания коэффициентов фильтра при $k \rightarrow \infty$ стремятся к оптимальному решению (1) – значениям коэффициентов фильтра Винера, если размер шага удовлетворяет условию

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}}, \quad (5)$$

где λ_{\max} – максимальное собственное число корреляционной матрицы входного сигнала.

Нормированный метод наименьших квадратов (NLMS) отличает то, что коэффициент μ рассчитывается на каждом шаге исходя из энергии сигнала, содержащегося в линии задержки [6]:

$$\mu(k) = \frac{\mu_0}{x^T x + E}, \quad (6)$$

где μ_0 – число в диапазоне от 0 до 2 (нормируемое значение размера шага); E – положительное число для ограничения максимального значения μ , которое может быть равно μ_0/E .

Алгоритм NLMS, в отличие от LMS, сходится в среднем квадрате, что означает, что средние квадраты коэффициентов стремятся к фиксированным значениям (если этого не происходит, дисперсии коэффициентов фильтра не стремятся к нулю при $k \rightarrow \infty$, коэффициенты флуктуируют вокруг оптимальных значений, приводя к наличию дополнительной (избыточной) ошибки в установившемся режиме: ошибка фильтрации оказывается больше ошибки оптимального фильтра Винера).

При детерминированном подходе к задаче поиска оптимального фильтра добиваются минимизации не дисперсии ошибки (статистического среднего квадрата сигнала ошибки), а суммарной квадратичной ошибки [7]. Для решения задачи минимизации ошибки используют матричную запись:

$$y = x^T w, e = d - x^T w, \quad (7)$$

где y , e и d – векторы-столбцы отсчетов соответственно входного сигнала, сигнала ошибки и образцового сигнала; X – матрица, столбцы которой – содержимое линии задержки фильтра на разных тактах.

Минимум ошибки достигается при w , которое является решением уравнения

$$\nabla J(w) = -2Xd + xx^T w = 0. \quad (8)$$

Решение (вектор-столбец коэффициентов фильтра):

$$w = (xx^T)^{-1} xd. \quad (9)$$

В рекурсивном методе наименьших квадратов (RLS) учитывается, что на каждом k -м шаге к матрице X добавляется лишь один столбец, к вектору d – один новый отсчет. Записав выражение для вектора-столбца коэффициентов фильтра в зависимости от номера шага и делая преобразования, находят, что формула для коэффициентов фильтра

$$w(k+1) = w(k) + K(k+1)e(k+1), \quad (10)$$

где $K(k+1)$ – вектор коэффициентов усиления:

$$K(k+1) = \frac{P(k)x(k+1)}{1 + x^T(k+1)P(k)x(k+1)}, \quad (11)$$

где $P(k)$ – обратная корреляционная матрица.

$$P(k+1) = P(k) - K(k+1)x^T(k+1)P(k). \quad (12)$$

Алгоритм RLS, в отличие от LMS и NLMS, не является алгоритмом последовательного приближения. На каждом шаге он дает оптимальные значения коэффициентов фильтра, за исключением переходного процесса в начале работы, когда фильтр заполняется отсчетами входного сигнала.

Алгоритм ECA так же, как и RLS, основан на детерминированном подходе к решению задачи поиска оптимального фильтра. В отличие от описанных выше алгоритмов, в нем используется более сложная, чем линия задержки с отводами, структура. В данном методе из целевого канала вычитаются комплексные взвешенные отсчеты опорного канала, веса w выбраны таким образом, чтобы минимизировать норму

$$\min s_{sur} - X\alpha^2, \quad (13)$$

где X состоит из K копий опорного канала, сдвинутых на dk . Сдвиг dk определяет задержки, на которых мы хотим удалить опорный сигнал. В данной статье ограничимся рассмотрением удаления опорного сигнала из ячеек дальности, соответствующих нулевому значению доплеровской частоты. В [5] показана модификация данного метода, в которой опорный сигнал может быть удален из ячеек с ненулевыми значениями доплеровской частоты.

Итак, пусть требуется удалить опорный сигнал из первых трех ячеек дальности, $d = (0, 1, 2)$, тогда

$$X = \begin{bmatrix} s_{ref}[1] & 0 & 0 \\ s_{ref}[2] & s_{ref}[1] & 0 \\ s_{ref}[3] & s_{ref}[2] & s_{ref}[1] \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ s_{ref}[T] & s_{ref}[T-1] & s_{ref}[T-2] \end{bmatrix} \quad (14)$$

Норма (13) может записана как

$$\min \left[\frac{1}{2} (s_{sur} - X\alpha)^H (s_{sur} - X\alpha) \right]. \quad (15)$$

Найдем минимум нормы, дифференцируя ее по α и приравнивая частную производную к нулю:

$$\delta [s_{sur} - X\alpha^2] = 0. \quad (16)$$

Выражение для α :

$$\alpha = (X^H X)^{-1} X^H s_{sur}. \quad (17)$$

Сигнал после подавления:

$$s_{DSC} = \left[I_T - X(X^H X)^{-1} X^H \right] s_{sur}, \quad (18)$$

где K – длина α , I_T – единичная матрица, размером $T \times T$.

Сравнительный анализ и результаты экспериментальных исследований

Использование в полуактивной РЛС сигнала DVB-T2 требует проведения исследований возможности его эффективного подавления в адаптивном фильтре целевого канала. Эффективность работы электронной компенсации сильно зависит от типа используемого фильтра, его параметров адаптации и типа сигнала.

Исследуем степень подавления опорного сигнала в целевом канале полуактивного когерентного бистатического DVB-T2 радара на основании данных, полученных в результате проведенных экспериментальных исследований. Во всех экспериментах порядок фильтра (количество зануляемых точек для ECA) 21.

Для фильтров LMS, NLMS важнейшим параметром является величина шага адаптации μ . Величина подавления пролаза опорного сигнала DVB-T2 в целевой антенне в зависимости от μ представлена на рис. 1, а, б.

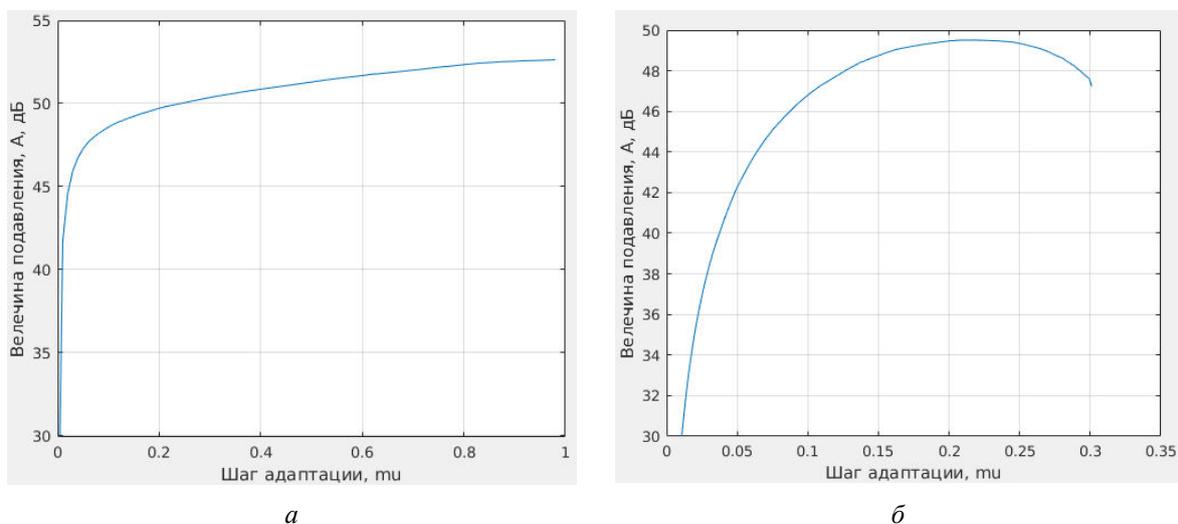


Рис. 1. Зависимость степени подавления от шага адаптации: метод NLMS (а) и LMS (б)

Для RLS фильтра степень подавления зависит от коэффициента забывания Λ . Зависимость величины подавления опорного сигнала DVB-T2 в целевом канале от коэффициента забывания представлена на рис. 2.

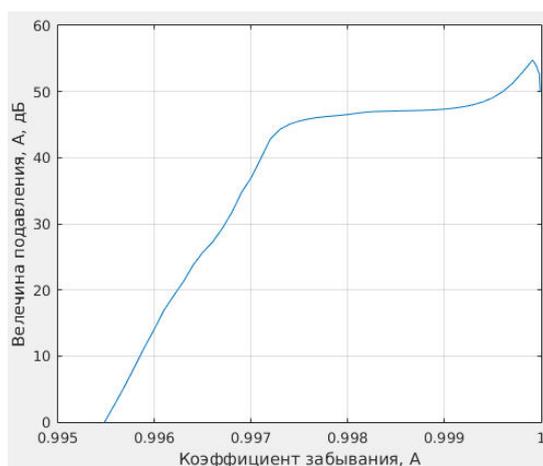


Рис. 2. Зависимость степени подавления от коэффициента забывания

Из рис. 1, 2 видно, что степень подавления довольно сильно зависит от параметров адаптации (ECA не имеет параметра адаптации). Максимально достигнутая величина подавления для различных алгоритмов приведена в табл. 1. Результаты исследований величины подавления прямого сигнала при различных алгоритмах приведены в табл. 1, 2.

Таблица 1. Величина подавления прямого сигнала для различных алгоритмов

Алгоритм	LMS	NLMS	RLS	ECA
Величина подавления, дБ	49,8	52,5	55	53

С точки зрения сходимости лучшим из описанных фильтров будет алгоритм ECA, который, по сути, является алгоритмом блочной обработки данных и при этом не имеет переходного процесса, как, например, LMS. Сходимость остальных алгоритмов LMS и NLMS определяется в том числе их собственными параметрами: в LMS – размером шага μ ; в NLMS – нормируемым размером шага μ_0 . При этом ускорение сходимости при изменении параметра алгоритма приводит к уменьшению величины подавления, т. е. требования ускорения сходимости и увеличения подавления также являются компромиссными.

Алгоритм RLS имеет переходный процесс только в начале, когда линия задержки заполняется отсчетами входного сигнала (переходный процесс также связан с рекурсивным расчетом оценки обратной корреляционной матрицы P). В результате алгоритм RLS сходится значительно быстрее, чем LMS и NLMS. Оценка вычислительной сложности алгоритмов электронной компенсации приведена в табл. 2.

Таблица 2. Асимптотическая вычислительная сложность алгоритмов

Алгоритм	LMS	NLMS	RLS	ECA
Вычислительная сложность	$O(N)$	$O(N)$	$O(N^2)$	$O(MN^2 + N^2 \log N)$

Из табл. 1 видно, что наибольшее подавление сигнала DVB-T2 в полуактивной РЛС обеспечивает фильтр RLS. Проведенные исследования показали, что использование фильтра RLS требует большого объема вычислений, и реализация такого фильтра затруднена при работе в режиме реального времени. Исходя из эффективности работы электронной компенсации и сложности вычислений, наиболее приемлемым является метод NLMS. Несмотря на то, что NLMS фильтр имеет низкую вычислительную сложность, реализация фильтра высокого порядка достаточно затруднительна. С целью снижения вычислительной нагрузки предлагается производить вычисление вектора коэффициентов w не в каждый такт обработки, а раз в несколько тактов, используя средние на протяжении блока значения $x(k)$ и $e(k)$ в формуле (4). График зависимости степени подавления от длительности блока представлен на рис. 3.

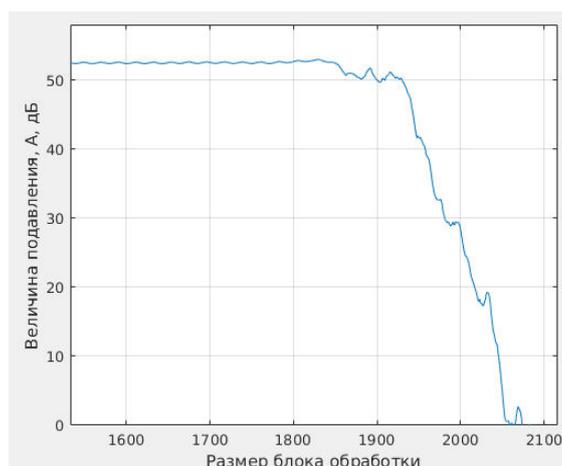


Рис. 3. Зависимость степени подавления от размера блока

На рис. 4, а, б представлены результаты экспериментальных исследований разработанной полуактивной РЛС. Для подавления опорного сигнала в целевом канале РЛС использован фильтр NLMS. В качестве антенных устройств использованы телевизионные антенны с коэффициентом усиления 10...12 дБ. Эффективная отражающая поверхность (ЭОП) цели – $0,1 \text{ м}^2$. Результаты отображены в виде двумерной взаимокорреляционной функции, время задержки (дальность) – по оси X , доплеровский сдвиг частоты (скорость) – по оси Y .

На рис. 4, *а* приведено изображение на экране полуактивной РЛС при отсутствии электронной компенсации. Из рисунка видно, что мощный прямой сигнал полностью маскирует сигнал цели. На рис. 4, *б* показан экран полуактивной РЛС при наличии фильтра NLMS, работающего в режиме реального времени. Из рисунков видно, что применение разработанного фильтра NLMS привело к подавлению прямого сигнала DVB-T2 и обнаружению сигналов малоразмерной цели с задержкой 6,8 мкс, что соответствует расстоянию до цели 2000 м. Второй обнаруженной целью является птица, пролетающая на расстоянии 2500 м от приемной антенны (задержка 8,3 мкс). Из рис. 4, *б* видно, что применение фильтра NLMS в разработанном пассивном радаре позволяет уверенно обнаруживать малогабаритную цель с ЭОП $0,1 \text{ м}^2$ на расстоянии 2500 м (задержка сигнала 6,8 мкс).

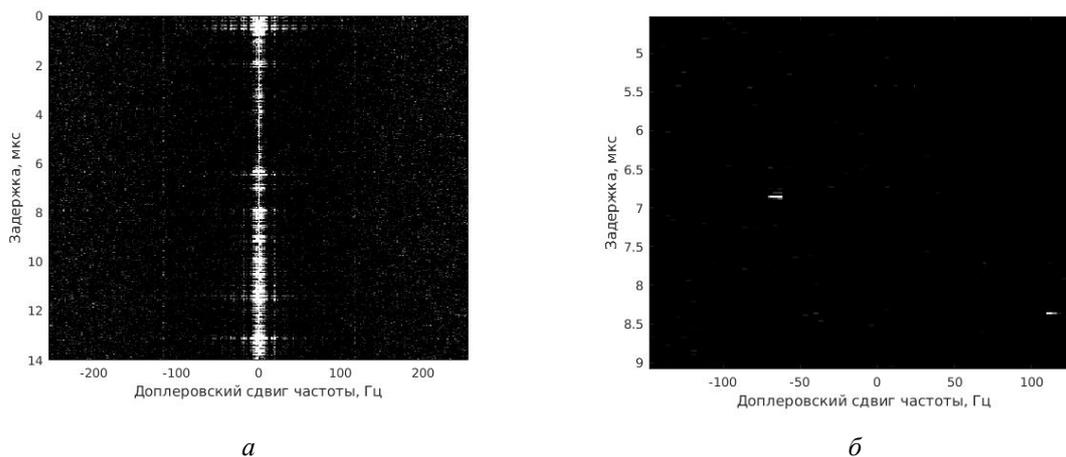


Рис. 4. Двумерная взаимокорреляционная функция (дальность–скорость): *а* – без электронной компенсации; *б* – с электронной компенсацией, увеличенный фрагмент взаимокорреляционной функции

Заключение

Проведен анализ методов электронной компенсации для применения в полуактивных РЛС, работающих в условиях многолучевого распространения радиоволн.

Разработаны и экспериментально исследованы различные цифровые фильтры для обеспечения ослабления опорного сигнала DVB-T2 в целевом канале полуактивной РЛС. Получены следующие результаты.

1. Наилучшими показателями подавления обладает фильтр, использующий алгоритм RLS. Он обеспечивает ослабление сигнала до 55 дБ. Недостаток фильтра RLS – высокая вычислительная сложность – не позволяет использовать фильтр RLS для работы в режиме «реального времени».

2. Фильтр, использующий алгоритм ECA, обеспечивает подавление сигнала DVB-T2 на 53 дБ. Недостатком фильтра ECA является высокая вычислительная сложность, не позволяющая использовать его для работы в режиме «реального времени».

3. При стационарном расположении приемной и передающей антенн целесообразно использовать фильтр NLMS, который в режиме «реального времени» обеспечивает ослабление опорного сигнала на 52,5 дБ.

4. Проведенные экспериментальные исследования показали возможность обнаружения низкоскоростных целей с малыми значениями ЭОП в условиях многолучевого распространения радиоволн при использовании разработанного фильтра NLMS.

Список литературы

1. Радиолокация по сигналам сторонних источников. Ч. 1. Современное состояние / А.А. Бархатов [и др.] // Инновации. 2013. № 9 (179). С. 114–119.
2. Семашко П.Г. Скрытая радиолокация маловысотных целей при комплексировании аналогового и цифрового телевизионных сигналов подсвета: дис. ... канд. техн. наук. Минск, 2006. 193 с.

3. Bham [Электронный ресурс]. URL: http://www.eee.bham.ac.uk/MISK/DTV_based_radar.pdf (дата обращения 19.07.2017).
4. Фам Х.Т. Полуактивная радиолокационная система с использованием сигналов DVB-T2: дис. ... канд. техн. наук. СПб, 2015. 150 с.
5. Сергеевко А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб: БХВ-Петербург, 2011. 768 с.
6. Comparison of Clutter and Multipath Cancellation Techniques for Passive Radar / R. Cardinali [et al.] // IEEE Radar Conference. 2007. P. 469–474.
7. Уидроу Б. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.

References

1. Radiolokacija po signalam storonnih istochnikov. Ch. 1. Sovremennoe sostojanie / A.A. Barhatov [i dr.]. // Innovacii. 2013. № 9 (179). S. 114–119. (in Russ.)
2. Semashko P.G. Skrytaja radiolokacija malovysotnyh celej pri kompleksirovanii analogovogo i cifrovogo televizionnyh signalov podsveta: dis. ... kand. tehn. nauk. Minsk, 2006. 193 s. (in Russ.)
3. Bham [Electronic resource]. URL: http://www.eee.bham.ac.uk/MISK/DTV_based_radar.pdf (date of access: 19.07.2017). (in Russ.)
4. Fam H.T. Poluaktivnaja radiolokacionnaja sistema s ispol'zovaniem signalov DVB-T2: dis. ... kand. tehn. nauk. SPb, 2015. 150 s. (in Russ.)
5. Sergeenko A.B. Cifrovaja obrabotka signalov. SPb: BHV-Peterburg, 2011. 768 s. (in Russ.)
5. Comparison of Clutter and Multipath Cancellation Techniques for Passive Radar / R. Cardinali [et al.]. // IEEE Radar Conference. 2007. P. 469–474.
6. Uidrou B. Adaptivnaja obrabotka signalov. M.: Radio i svjaz', 1989. 440 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

Муравьев В.В., д.т.н., профессор, научный руководитель НИЦ 1.6 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

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

Карпович П.И., инженер ООО «СКБ «Радиотехпроект».

Information about the authors

Muraviov V.V., PhD, professor, scientific supervisor of Center 1.6 R&D department of the Belarussian state university of informatics and radioelectronics.

Korenevki S.A., PhD, associate professor of infocommunication technologies department of Belarussian state university of informatics and radioelectronics.

Karpovich P.I., engineer of PLC «SKB «Radiotehproject».

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-29-886-85-07;
e-mail: radamaher@gmail.com
Карпович Павел Иванович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki str., 6,
Belarussian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-29-886-85-07;
e-mail: radamaher@gmail.com
Karpovich Pavel Ivanovich

УДК 004.5

АНАЛИЗ МЕТОДОВ РАЗРЕШЕНИЯ ЛЕКСИЧЕСКОЙ МНОГОЗНАЧНОСТИ В ОБЛАСТИ БИМЕДИЦИНЫ

А.В. ПАШУК, А.Б. ГУРИНОВИЧ, Н.А. ВОЛОРОВА, А.П. КУЗНЕЦОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 4 февраля 2019

Аннотация. Предложен метод разрешения лексической многозначности биомедицинских терминов на основе сравнения «мешков слов», полученных из контекста, определений и информации о связанных терминах из метатезауруса UMLS [1], а также модификация метода с использованием оценки важности слов с помощью статистической меры TF-IDF. Проведена экспериментальная проверка метода на открытом тестовом наборе данных MSH WSD [2], разработанном с целью поддержки исследований в области разрешения лексической многозначности.

Ключевые слова: машинное обучение, обработка текста естественного языка, разрешение лексической многозначности, извлечение информации.

Abstract. A method for resolving the lexical ambiguity of biomedical terms has been proposed. The method is based on a comparison of «word bags» obtained from the context, definitions and information on related terms from the UMLS metathesaurus [1]. Modification of the method using the analysis of word importance using the statistical measure TF-IDF has been proposed. Experimental verification of the method has been performed on the open test MSH WSD data set [2], developed to support research in the field of lexical resolution.

Keywords: machine learning, natural language processing, word sense disambiguation, information retrieval.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 123, No. 5, pp. 60-65

Analysis of the methods of word sense disambiguation in the biomedical domain

A.V. Pashuk, A.B. Gurinovich, N.A. Volorova, A.P. Kuznetsov

DOI: <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-123-5-60-65>

Введение

Биомедицинские тексты содержат множество специфичных терминов, используемых только в биомедицинском домене. При этом эти термины, используемые для ссылок на понятия из онтологий или словарей, часто могут иметь несколько значений (биомедицинские термины неоднозначны в 11,7 % случаев [3]). Таким образом, недостаточно извлечь термины из научного текста, возникает проблема разрешения лексической многозначности слов во время текстового анализа.

Качество поиска напрямую зависит от степени понимания машиной обрабатываемых научных текстов. Одной из проблем понимания неструктурированной текстовой информации является проблема разрешения лексической многозначности (WSD – Word Sense Disambiguation). В общем смысле WSD является проблемой классификации – это процесс отнесения слова или фразы к определенному значению, отличающемуся от других значений, которые потенциально может принимать это же слово (фраза). Обычно используется одно из двух предположений: слово может принимать только одно значение в рамках рассматриваемого документа, либо слово принимает определенное значение в рамках контекста – соседних слов, предложений.

Модули WSD редко используются в качестве самостоятельной системы и чаще всего используются для решения промежуточной задачи, например, в решении проблемы извлечения информации, поиска информации или машинного перевода.

Теоретический анализ

Задача WSD исторически считается частью NLP и была сформулирована в конце 1940-х годов как одна из задач, необходимых для решения проблемы машинного перевода. В рамках этого исследования были сформированы основные составляющие WSD: использование контекста, статистической информации о словах, внешних источников информации.

До 90-х годов прошлого столетия практически нет статей с исследованиями, посвященными проблеме WSD, так как существовала проблема с недостатком машинно-читаемых источников информации. Развитие информационных технологий привело к появлению множества различных подходов к решению проблемы разрешения лексической многозначности.

Более подробную историю развития систем WSD можно найти в [4, 5].

Все существующие методы разрешения лексической многозначности используют информацию о контексте, в котором используется целевое слово.

Классификация методов следующая.

1. Методы, использующие существующие внешние источники информации [5]:

а) структурированные источники информации (тезаурусы, содержащие информацию об отношениях между словами, например, синонимия, антонимия и др.; машинно-читаемые словари (MRDs); онтологии, содержащие концептуализацию определенной области знаний);

б) неструктурированные источники информации (неразмеченные корпуса текстов (raw corpora); результат синтаксической и/или семантической разметки неразмеченных корпусов (sense-annotated corpora); другие источники, например, словари коллокации слов, словари стоп-слов и др.).

2. Методы, использующие машинное обучение (с учителем или без учителя) на размеченных корпусах текстов.

Проблему разрешения лексической многозначности можно сформулировать следующим образом: дан документ D , содержащий термин t_k из словаря T . Любой термин t_k может быть соотнесен с минимум одним из значений S_{ki} из словаря S_k . Задача состоит в том, чтобы определить наиболее вероятное значение s_{k*} для термина t_k , используемого в документе D .

Значение слова – это общепринятый смысл, содержание, соотношение слова с предметами или явлениями объективной действительности. Слова бывают однозначные ($|S_k|=1$) и многозначные ($|S_k|>1$).

Стоит отметить, что задача WSD чувствительна к области применения, например, система, успешно работающая с определением значений слов в художественной литературе, будет работать плохо с технической литературой.

В задаче WSD на нейронной сети на вход обычно подается слово, для которого необходимо определить значение и контекст, в котором слово используется (предложение, абзац, статья). Выходы нейронной сети соответствуют всем возможным значениям слова.

При использовании нейронных сетей для задачи WSD обычно используются очень большие нейронные сети (VLNN), обучаемые на текстах, извлеченных из машинно-читаемых словарей с использованием метода Леска. Суть метода в том, чтобы получить степень пересечения между словарными определениями слов из заданного контекста, содержащего слово, для которого должно быть определено значение [6]. Леск использовал Oxford Advanced Learner's dictionary для получения информации о частоте использования слов в одном контексте с целевым словом.

Основной недостаток нейронных сетей с использованием метод Леска заключается в том, что точность определения значения сильно зависит от качества описаний слов, приведенных в словаре. Преодоление этого недостатка обычно заключается в максимальном расширении словарных определений для нахождения степени пересечения.

В [7, 8] были предприняты попытки генерировать данные для обучения модели с помощью данных, извлекаемых из базы данных WordNet, однако полученные данные уступают по качеству данным, созданным вручную. Авторы рассмотрели только несколько примеров (слова bank, company, word и др.), поэтому результаты данного исследования с большой долей вероятности не могут быть распространены на все множество многозначных слов. Данный подход с использованием ресурсов WordNet не является оправданным для решения проблемы многозначности специализированных терминов ввиду отсутствия большинства аббревиатур или терминов в базе данных.

Основанные на знаниях методы имеют ряд недостатков. Недостаточность структурированных внешних источников информации отрицательно сказывается на эффективности данных методов. Ручное создание источников информации для использования в методах является трудоемким, дорогостоящим и требующим постоянного обновления. В то же время качество автоматически размеченных корпусов значительно ниже качества корпусов, созданных людьми. Это проблема в области WSD получила название «knowledge acquisition bottleneck» (дословно – узкое место приобретения знаний) [5].

Домен биомедицины содержит большое количество многозначных терминов (например, множество аббревиатур, имеющих одинаковое написание, но различное значение в зависимости от контекста (нужен пример)). Поэтому создание тренировочного набора данных для обучения качественной модели, покрывающей большую часть терминов, не представляется возможным и требует длительной подготовки с привлечением специалистов в исследуемой области. Стоит отметить, что существует несколько готовых словарей, которые могут быть использованы для разрешения многозначности и/или обучения модели (MSH-WSD, NLM-WSD [2]), однако они содержат малую часть всего массива биомедицинских терминов и недоступны для бесплатного использования. Эти словари проверяются человеком и содержат фрагменты текстов для каждого смысла многозначного термина. Например, MSH-WSD состоит из описания значений всего 203 многозначных терминов, что не покрывает и 1 % всех многозначных терминов. Обучение с учителем выполняется по одному классификатору для каждого термина для определения правильного значения в конкретном контексте использования термина. Однако при таком подходе остается открытым вопрос возможности использования полученной модели для определения смысла других многозначных терминов, не представленных при обучении.

Основной проблемой извлечения информации из биомедицинской литературы является тот факт, что один термин часто может ссылаться на ген, белок и другие вещества. Также широко используются аббревиатуры, например, MG может ссылаться на миллиграммы (milligram) или магний (magnesium), и акронимы, например, COLD может принимать значение chronic obstructive pulmonary disease (хроническое обструктивное заболевание легких).

Большинство методов WSD в области биомедицины используют базу данных UMLS [1], которая содержит медицинские термины из более чем 100 источников. Последняя версия UMLS (2018AB) включает не менее 100 тысяч многозначных терминов, которые являются частью более чем одного концепта (имеют несколько привязанных CUI, Concept Unique Identifier). Например, аббревиатура ICP относится к 12 различным концептам в базе UMLS. База обновляется дважды в год и отражает последние изменения в терминологии.

Методы разрешения лексической многозначности с помощью машинного обучения делятся на контролируемые и неконтролируемые. В первом случае для работы метода необходим размеченный корпус для обучения модели. Такие методы дают большую точность определения, но имеют очевидный недостаток – обучающее множество должно содержать размеченные слова, для которых в дальнейшем будет определяться значение. На вход таких алгоритмов подается вектор некоторых характеристик, обычно извлекаемых из контекста. На выход подается значение из заданного заранее списка значений. Во втором случае используются неразмеченные данные. Суть таких методов состоит в кластеризации с целью формирования групп связанных терминов. В некоторых источниках задача, решаемая с помощью неконтролируемых методов обучения, называется Word Sense Discrimination, так как на выходе подается список кластеров, не привязанный к значениям из заданного списка значений.

Стоит отметить, что точечные решения проблемы WSD в биомедицинской литературе успешно используются для устранения неоднозначности в аббревиатурах. Для этого автоматически создается корпус, который включает в себя аббревиатуры и полные формы терминов. Затем для решения задачи классификации используется метод опорных векторов (SVM) [9, 10].

Методика

После рассмотрения существующих методов разрешения многозначности было принято решение использовать модификацию подхода, основанного на доступных знаниях (knowledge-based approach [11]) с использованием некоторой метрики сходства между использованием терминов и связанными значениями.

Для каждого контекста составляется мешок слов (Bag of Words). Мешок слов – это модель текстов на натуральном языке, в которой каждый документ или текст выглядит как неупорядоченный набор слов без сведений о связях между ними. Его можно представить в виде матрицы, каждая строка которой соответствует отдельному документу или тексту, а каждый столбец – определенному слову. Ячейка на пересечении строки и столбца содержит количество вхождений слова в соответствующий документ.

Предположим, что имеется словарь терминов $T = \{t_1, \dots, t_{|T|}\}$. Для каждого термина t_k из T имеется словарь значений $S_k = \{s_{(k,1)}, \dots, s_{(k,|S_k|)}\}$. Каждое значение $s_{k,m}$ связано с мешком слов $B_{(k,m)} = \left\{ t_{(k,m,1)}, \dots, t_{(k,m,|B_{(k,m)}|)} \right\}$, содержащим связанные термины. Будем считать, что любой элемент из множества $B_{k,m}$ входит в множество T .

В процессе определения значения термина имеется термин t_i с некоторым контекстом $C = \{t_{c1}, t_{c2}, \dots\}$ (представленным в виде множества слов/терминов, окружающих t_i в рассматриваемом тексте) и термин t_i имеет словарь множества возможных значений S_i . Задача заключается в том, чтобы выбрать s^* из S_i , которое, как предполагается, является

основным значением термина t_i в рамках контекста C : $s^*(t_i, C) = \max_{m \in [1, |S_i|]} \left[\frac{C \cdot B_{i,m}}{|C| \cdot |B_{i,m}|} \right]$.

Для составления мешка слов используются собранные на предыдущем этапе исследования данные из Unified Medical Language System – одной из наиболее полной базы данных, содержащей термины, варианты написания (синонимы, антонимы и т. д.), связи между ними и подробные словарные описания.

Модификация метода для вычисления оценки подобия возможных значений использует статистическую меру TF-IDF.

TF (Term Frequency) – частота слова, в простейшем случае определяется как число вхождений слова t в документе d – $f_{t,d}$. Однако более распространено вычисление частоты слова как отношения числа вхождений слова t в документе $f_{t,d}$ к общему числу слов

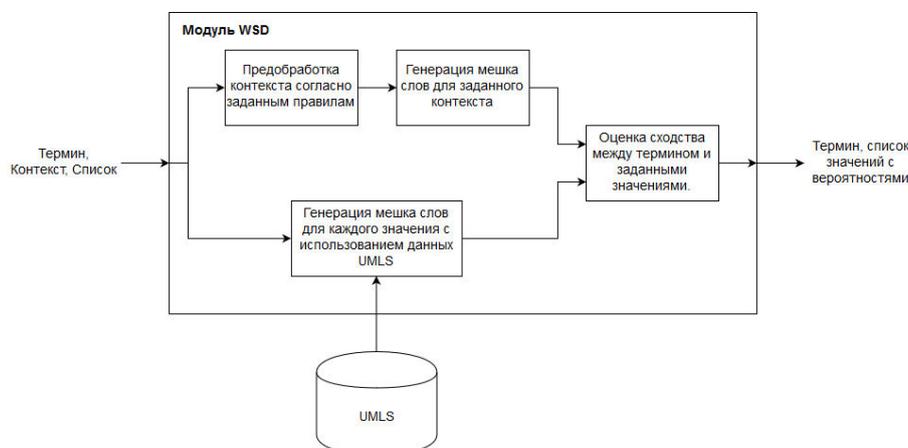
в документе $d \in D$: $tf_{t,d} = \frac{f_{t,d}}{\sum_{t' \in d} f_{t',d}}$.

IDF (Inverse Document Frequency) – мера, позволяющая оценить, какую ценность имеет слово в рамках всего массива документов. Слова, которые встречаются в документах реже, имеют большую ценность и, соответственно, большее значение меры: $idf_t = \ln \left(1 + \frac{N}{N_t} \right)$,

где N – общее количество документов, $N_t = \{d \in D : t \in d\}$ – количество документов, содержащих слово t . Итоговая оценка вычисляется путем перемножения двух составляющих: $tf-idf_{t,d,D} = tf_{t,d} \times idf_{t,D}$. Полученные значения используются при вычислении оценки подобия для каждого возможного значения S_i .

Экспериментальная часть

Программная реализация модуля разрешения лексической многозначности была выполнена на языке программирования Python (в частности, модуль nltk). В качестве базы данных для данных, необходимых для работы алгоритма, была выбрана СУБД Mongo DB. Архитектура модуля представлена на рисунке.



Архитектура модуля разрешения лексической многозначности

На вход модуля подается JSON, содержащий текст, размеченный метаданными о биомедицинских концептах, которые были найдены NER-процессором. На выходе модуля получаем модифицированный JSON, в котором каждому концепту добавлен дополнительный атрибут «probability», позволяющий определить наиболее вероятное значение термина.

Экспериментальная проверка разработанного алгоритма проводилась с использованием тестового набора данных [2]. Данный набор разработан для того, чтобы обеспечить объективное сравнение эффективности алгоритмов разрешения лексической неоднозначности в биомедицинской научной литературе. Набор данных содержит от 100 до 200 размеченных контекстов для 203 многозначных биомедицинских терминов (включая аббревиатуры и полные названия), всего около 39 тысяч тестовых примеров контекстов.

Результаты и их обсуждение

В таблице представлены результаты эксперимента.

Результаты эксперимента

Метод разрешения лексической неоднозначности	Accuracy, %
Cosine similarity between bags-of-words with words frequency (context is equal to sentence)	71,99
Cosine similarity between bags-of-words with words frequency ($C = \infty$)	76,38
Cosine similarity between bags-of-words without words frequency (context is equal to sentence)	73,29
Cosine similarity between bags-of-words without words frequency ($C = \infty$)	77,39
TF-IDF ($C = \infty$)	81,30

В системе, для которой разрабатывается модуль WSD, результаты его работы проходят проверку человеком (например автором статьи или исследователем). Соответственно, множество слов, при которых используется то или иное значение целевого слова, может быть расширено с использованием контекста, в котором было использовано конкретное значение слова (фрагмент предложения, предложение, абзац или вся статья) из проверенной статьи.

Заключение

Экспериментальная проверка разработанного алгоритма разрешения лексической многозначности на тестовом наборе данных [2] показала, что метод дает точность до 76,38 %, улучшенная модификация метода с использованием оценки важности слов с помощью TF-IDF – до 81,30 %. Достоинством предлагаемого метода является высокая скорость обработки (в среднем 0,1 с на один термин), что позволяет использовать разработанный модуль в системах реального времени.

Из возможных путей улучшения алгоритма можно выделить:
– использование различных комбинаций для вычисления весов при оценке важности слов;
– внедрение алгоритмов Word Embeddings (word2vec, doc2vec) перед составлением мешка слов;
– расширение мешка слов с использованием информации о контексте, извлеченных из размеченных (проверенных) человеком статей.

Список литературы / References

1. Unified Medical Language System (UMLS) // U.S. National Library of Medicine. URL: <https://www.nlm.nih.gov/research/umls/> (date of access: 20.11.2018).
2. Word Sense Disambiguation (WSD) Test Collections // U.S. National Library of Medicine. URL: <https://wsd.nlm.nih.gov/> (date of access: 30.11.2018).
3. Statistical Reports on MEDLINE/PubMed Baseline Data // U.S. National Library of Medicine. URL: <https://www.nlm.nih.gov/bsd/licensee/baselinestats.html> (date of access: 16.11.2018).
4. Ide N., Véronis J. Introduction to the special issue on word sense disambiguation: the state of the art // Computational Linguistics – Special issue on word sense disambiguation. 1998. № 24. P. 2–40.
5. Navigli R. Word sense disambiguation: a survey // ACM Computing Surveys. 2009. № 41. P. 1–69.
6. Lesk M. Automatic sense disambiguation using machine readable dictionaries: how to tell a pine cone from an ice cream cone // Proceeding SIGDOC '86 Proceedings of the 5th annual international conference on Systems documentation. Toronto, Ontario, Canada: ACM, 1986. P. 24–26.
7. Leacock C., Miller G.A. Using corpus statistics and WordNet relations for sense identification // Computational Linguistics – Special issue on word sense disambiguation. 1998. № 24. P. 147–165.
8. Preiss J., Stevenson M. DALE: A Word Sense Disambiguation System for Biomedical Documents Trained using Automatically Labeled Examples // Proceedings of the 2013 NAACL HLT Demonstration Session. Atlanta, Georgia: Association for Computational Linguistics, 2013. P. 1–4.
9. Liu H., Teller V., Friedman C.A Multi-aspect Comparison Study of Supervised Word Sense Disambiguation // Journal of the American Medical Informatics Association. 2004. № 11. P. 320–331.
10. Word sense disambiguation across two domains: Biomedical literature and clinical notes / G.K. Savova [et al.] // Journal of Biomedical Informatics. 2008. № 41. P. 1088–1100.
11. Jimeno-Yepes A. J., Aronson A. R. Knowledge-based biomedical word sense disambiguation: comparison of approaches // BMC Bioinformatics. 2010. № 11. P. 569–581.

Сведения об авторах

Пашук А.В., аспирант кафедры систем управления Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Гуринович А.Б., к.ф.-м.н., доцент кафедры вычислительных методов и программирования Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Волорова Н.А., к.т.н., доцент кафедры информатики Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Кузнецов А.П., д.т.н., профессор кафедры систем управления Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Pashuk A.V., PG student of the control systems department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Gurinovich A.B., PhD, associate professor of computational methods and programming department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Volorova N.A., PhD, associate professor of the informatics department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Kuznetsov A.P., D.Sci, professor of control systems department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-29-875-23-34;
e-mail: pashuk@bsuir.by
Пашук Александр Владимирович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka str., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-29-875-23-34;
e-mail: pashuk@bsuir.by
Pashuk Aleksandr Vladimirovich

УДК [004.934+004.056.5]:811.411.21

СЕГМЕНТАЦИЯ РЕЧИ НА ФОНЕТИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ ДЛЯ СИСТЕМ ЗАЩИТЫ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ

Е.Н. СЕЙТКУЛОВ¹, С.Н. БОРАНБАЕВ¹, А.В. ПОТАПОВИЧ², Г.В. ДАВЫДОВ²

¹*Евразийский национальный университет им. Л.Н. Гумилева, Республика Казахстан*

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

Поступила в редакцию 4 февраля 2019

Аннотация. Статья посвящена разработке алгоритма сегментации речи на фонетические элементы для синтеза речеподобных сигналов в системах защиты речевой информации. Основное внимание уделяется установлению границ фонетических единиц речи с учетом влияния этого фактора на качество синтезируемой речи компиляционным методом. Рассматриваются особенности установления границ фонем для слитной речи и влияние этого фактора на качество синтезируемой речи по базе фонем. Предлагается для обеспечения качественной синтезируемой речи начало и окончание фонем при сегментации устанавливать при переходе реализации сигнала через ноль, а при синтезе речеподобных сигналов использовать сплайн-функции на границах сегментов фонем.

Ключевые слова: сегментация речи, границы фонем, речеподобные сигналы, синтез, сплайн-функции.

Abstract. The article is devoted to the development of speech segmentation algorithm on phonetic elements for the synthesis of speech-like signals in speech information protection systems. The main attention is paid to establishing the boundaries of phonetic units of speech, taking into account the influence of this factor on the quality of the synthesized speech by the compilation method. The features of establishing the boundaries of phonemes for fused speech and the influence of this factor on the quality of synthesized speech on the basis of phonemes are considered. It is proposed to ensure the quality of synthesized speech beginning and ending phonemes at the segmentation set in the transition implementation of a signal through zero and in the synthesis of speech-like signals to use the spline function at the boundaries of segments phonemes.

Keywords: speech segmentation, phoneme boundaries, speech-like signals, synthesis, spline functions.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 123, No. 5, pp. 66-71

Segmentation of speech on phonetic elements for systems of speech information protection

Y.N. Seitkulov, S.N. Boranbayev, A.V. Patapovich, H.V. Davydau

DOI: <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-123-5-66-71>

Введение

Сегментация речи может выполняться методами, основанными на использовании априорной информации о сегментируемом речевом сигнале [1–4], и методами, не использующими сведений о сегментируемом сигнале, и предназначенными в большинстве случаев для распознавания речи, верификации диктора по голосу, распознавания языка, на котором говорит диктор [5–9]. Выбор метода сегментации речи определяется конечной целью. Вместе с тем в методах сегментации речи можно выделить методы сегментации на фонетические элементы, что необходимо как для задач распознавания речи, так и синтеза речи и речеподобных сигналов. Однако если при сегментации речи на такие структурные элементы, как предложения, фоноабзацы, слова, границы сегмента можно установить достаточно точно вне зависимости от эксперта при ручной сегментации и используя методы

автоматической сегментации, то при сегментации речи на фонемные элементы границы этих элементов установить весьма сложно. Эти границы будут определяться конкретными задачами и целями сегментации речи. Если сегментация речи на фонемные элементы выполняется с целью распознавания речи или решения задач, связанных с процессами распознавания, то границы сегмента для фонетического элемента следует устанавливать таким образом, чтобы повысить степень правильного определения фонемного образа вне зависимости от акустического звучания определяемого объекта. С другой стороны, границы фонемного структурного элемента речи при ее сегментации с целью получения базы фонемных структурных элементов речи для преобразования текста в речь или синтеза речи или речеподобных последовательностей будут совсем другими. Они должны обеспечивать высокое качество синтезируемой речи (синтезируемая речь не должна иметь металлический оттенок и по звучанию должна быть как можно ближе к голосу определенного диктора, из речи которого формировалась база фонемных структурных единиц речи). Одновременно с этим большое влияние на качество синтезируемой речи оказывает метод формирования просодики речи с учетом индивидуальных особенностей говорящего.

В системах активной защиты речевой информации в помещениях для переговоров в качестве маскирующих сигналов часто используются комбинированные маскирующие сигналы, состоящие из «белого» шума и речеподобных сигналов [10, 11]. При этом рекомендуется использовать в качестве речеподобных сигналов речевые последовательности, сформированные с учетом лингвистических особенностей языка и статистических характеристик встречаемости фонем в данном языке, а также длины слов и предложений. Формирование речеподобных сигналов выполняется компиляционным методом по базе структурных единиц речи. В результате сформированные таким образом речеподобные сигналы сохраняют все оттенки речи определенного диктора, и их весьма сложно отличить от информационных сигналов этого же диктора.

Речевой аппарат человека устроен таким образом, что нельзя установить его форму и динамику при произношении слитной речи. Одни фонемы переходят в другие без четко выраженных границ. При переходе от одной фонемы к другой речевой аппарат должен перестроиться и занять такое положение, при котором можно сформировать последующую фонему, поэтому установить точную границу перехода от одной фонемной структуры к другой невозможно. Более точно эта граница будет определяться последующими задачами, для решения которых и выполняется сегментация речи на фонемные структурные элементы.

При синтезе речеподобных сигналов компиляционным методом по базам фонем не всегда обеспечивается высокое качество синтезируемой речи, хотя применяются методы формирования просодики. Повысить качество синтезируемой речи при этом можно, используя экспоненциальные сплайн функции на границах перехода от одной фонемной структуры к другой и наложении при этом окончания одной фонемной структуры на начало второй фонемной структуры. При этом будет происходить некоторое более быстрое затухание амплитуд колебаний окончания одной фонемной структуры и увеличение амплитуды начала второй фонемной структуры. Такой механизм компиляционного синтеза речи позволит устранить скачки сигнала на границах фонемных структур. Для выполнения такого компиляционного синтеза речи нужна база фонемных структурных единиц речи с несколько увеличенными сегментами во временной области, так как при синтезе происходит наложение окончания одной фонемной структуры на начало второй фонемной структуры.

Анализ методов сегментации речи показал, что для формирования базы фонемных структурных единиц речи для синтеза речи компиляционным методом наиболее удобным является метод сегментации, использующий динамическое программирование. Для этого необходимо иметь фонетическую запись слитной речи, размеченной вручную на фонемные структурные элементы и содержащей все фонемные структурные единицы, необходимые для базы. Обычно это 300–400 аллофонов для русской, казахской, белорусской речи и около 1200 фонемных структурных единиц речи для китайского языка, так как он является тональным.

Требования к эталонной речи и разметке ее на фонемные структурные единицы вручную

Эталонная речь, предназначенная для сегментации ручным способом и создания по ней эталонной базы фонетических структурных элементов, должна представлять собой слитную речь. Кроме того, в эталонной речи должны присутствовать все фонетические элементы, необходимые для создания базы. В работе В. Н. Сорокина [12] указывается, что для сегментации речевого сигнала необходимо выполнять поиск границ квазистационарных и переходных процессов. Наиболее четко на фонограммах видны участки с гласными звуками.

Гласные звуки речи распределяются по той части языка, которая поднята при произношении данного звука. Движение языка по горизонтали приводит к образованию гласных трех рядов: переднего, среднего и заднего. Кроме того, они различаются по степени приподнятости той или иной части языка: гласные верхнего подъема, среднего и нижнего. Вместе с тем они делятся на губные, т. е. при образовании которых принимают участие губы (это, например, «о»), и неогубленные, т. е. при образовании которых губы не принимают участия.

Из-за эффектов редукции и коартикуляции точно установить границы фонем весьма трудно. Коартикуляция, это когда согласная фонема в значительной степени приобретает окраску последующей гласной фонемы, а гласная фонема в значительной степени приобретает окраску предшествующей согласной. Подтверждением этого являются спектрограммы фонетической единицы речи «li» для начала, середины и конца слова, представленные на рис. 1.

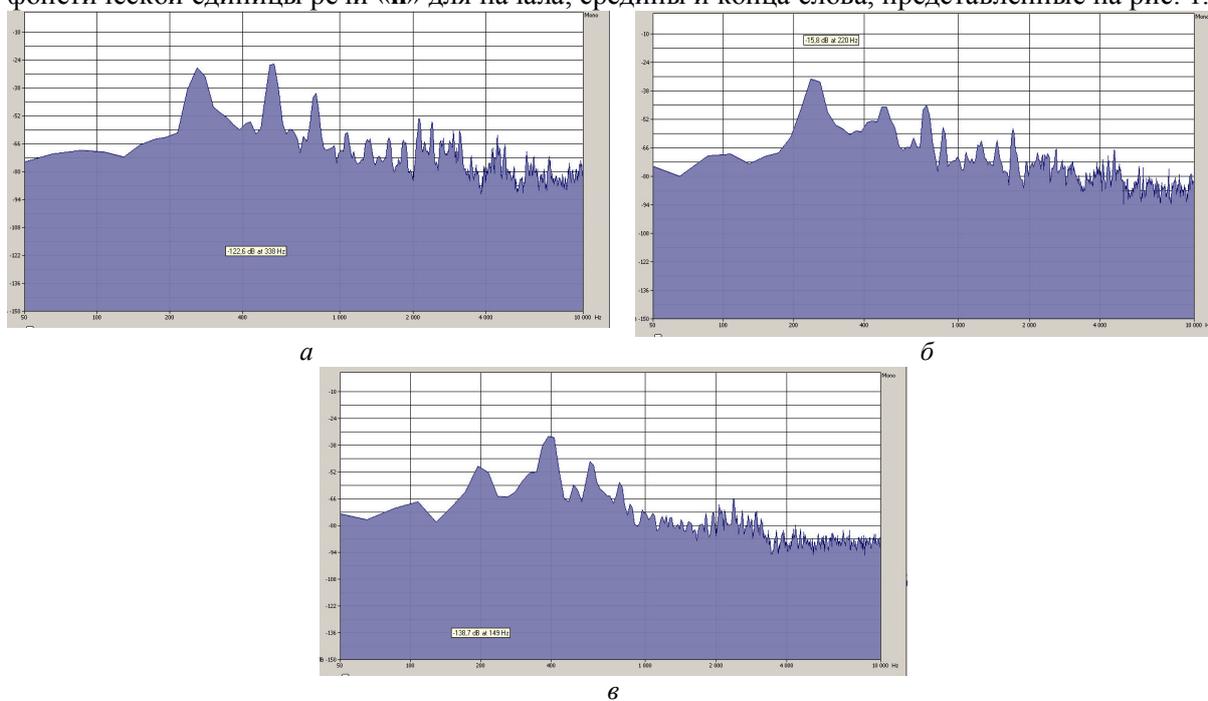


Рис. 1. Спектрограммы фонетической единицы речи «li»: а – для середины слова; б – для начала слова; в – для конца слова

Как видно из представленных на рис. 1 спектрограмм, в зависимости от положения в слове фонетической единицы речи «li» имеются существенные различия как по частотам формант, так и по их амплитудам. Это указывает на то, что при формировании базы фонемных структурных единиц речи для синтеза речеподобных сигналов и синтеза речи в базу необходимо включать для одной фонемной единицы ее фонетические реализации в зависимости от ее окружения. Необходимо учитывать предшествовавший фонетический элемент и последующий.

В большинстве работ по сегментации речи алгоритм сегментации начинается с определения энергетических параметров сегментов и их резких изменений, а далее происходит вычисление спектральных составляющих сигнала и нахождение участков его изменения, что обычно связывается с изменением артикуляции. [2, 5, 6]. Далее может проводиться анализ статических характеристик сегмента путем усреднения его спектра

или сравнения спектров в соседних кадрах, вычисления кепстральных коэффициентов. Предлагается для нахождения границ фонем использовать различия фаз в соседних кадрах для разных частотных областей.

Как показал анализ структуры фонетических единиц слитной речи, установить четко и однозначно границы фонем невозможно, так как есть участок, на котором фонема четко видна, и есть переходной участок. Эти участки имеются как перед фонемой, так и после нее. В зависимости от окружения длина переходных участков может быть различной. На рис. 2 представлена временная реализация фонетической структуры «gali», взятой из слитной речи русскоязычного диктора.

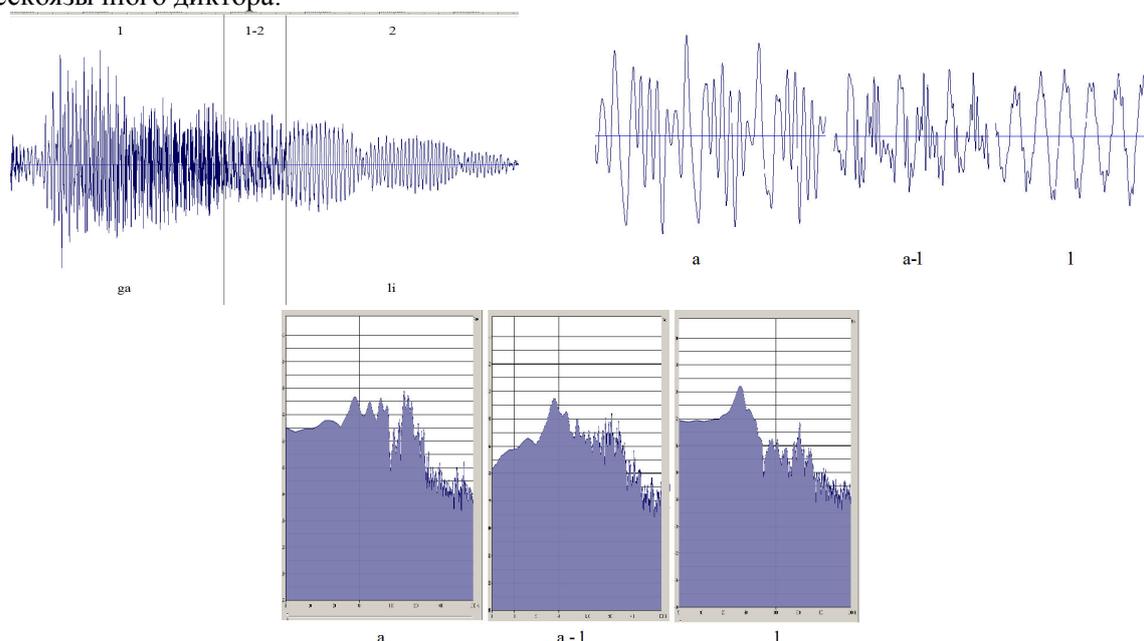


Рис. 2. Временная реализация фонетической структуры «gali»

На этой реализации были выделены три временных участка: участок 1 – это фонетическая структура (слог) «ga»; участок 2 – фонетическая структура «li»; участок 1–2 это переходной участок фонетической структуры «ga» в фонетическую структуру «li». Чуть ниже показаны участки реализаций с длительностями по 17 мс каждая: а – участок фонемы «а»; а-1 – участок перехода фонемы «а» в фонему «л»; 1 – участок реализации фонемы «л». На участке реализации фонемы «а» видны четко повторяющиеся по форме три участка. Эти участки мы назвали доменами. Такие же домены можно отметить на переходном участке фонемы «а» в фонему «л» и на участке реализации фонемы. Их количество остается равным трем при длине реализации 17 мс. Это значит, что длина домена составляла 5,65 мс. Таким образом, можно сделать вывод о том, что частота основного тона была около 177 Гц. Практика показала, что при ручной сегментации, используя информацию об изменении формы доменов, можно достаточно точно устанавливать границы переходной области одной фонемы в другую. Для приведенной на рисунке реализации длина участка перехода фонемы «а» в фонему «л» составила 38,7 мс. На нижней части этого же рисунка приведены спектры для соответствующих участков фонем и переходной области. Следует отметить, что, используя в вейвлет преобразованиях (DWT) в качестве базовых функций форму доменов, можно с более высокой точностью определять границы фонем. Как показала практика, форма отдельных доменов меньше зависит от языка, а в большей степени от диктора.

Для других 30 дикторов величина участка перехода от фонемы «а» к фонеме «л» для фонетической структурной единицы «gali» лежала в диапазоне от 25 до 45 мс. Величина переходных участков между другими сочетаниями фонем может быть другой и колебаться от 11 до 50 мс. Это определяется темпом речи диктора, четкостью произношения и особенностями артикуляционного тракта. При сегментации речи на фонемы или аллофоны необходимо в ее длительность включать и переходные участки, т. е. переходной участок, предшествующий данной фонеме, участок, непосредственно соответствующий фонеме,

и переходной участок после фонемы – переход к другой фонеме. Так, было предложено базу аллофонов для синтеза речи по тексту для русского языка формировать из 498–552 элементов, а также систему индексов для обозначения аллофонов при автоматическом синтезе речи. При создании базы мультифонов число элементов увеличивалось от 6000 до 7000 [13]. Для синтеза речеподобных сигналов база аллофонов может быть сокращена до 320 элементов для русской и 342 для белорусской речи. Для казахского языка укороченная база аллофонов может быть сформирована из 245 элементов. При создании укороченных баз фонетических структурных единиц речи, предназначенных для синтеза речеподобных сигналов, в состав базы не включались элементы, имеющие малую вероятность их появления в речи на данном языке.

Требования к эталонным текстам для ручной сегментации заключаются в том, что они должны содержать все элементы базы из наиболее часто употребляемых слов в данном языке. Кроме того, речь должна носить слитный характер.

Сплайн функции при синтезе речеподобных сигналов

Так как фонетические базы структурных элементов речи вначале и в конце содержат переходные области, то при синтезе речи следует использовать сплайны для переходных областей. Рекомендуется использовать так называемое «сшивание» аллофонов при компиляционном синтезе речи. Переходной участок окончания предшествующего аллофона, умноженный на убывающую функцию, изменяющуюся от 1 до 0, накладывается на переходной участок последующего аллофона, умноженный на возрастающую функцию от 0 до 1. Если длины накладываемых друг на друга переходных участков не равны, то длина формируемой переходной области выбирается равной длине более длительного переходного участка. Недостающая часть меньшего переходного участка дополняется нулевыми значениями амплитуды.

В работе [13] предлагается выполнять умножение переходных участков на линейные функции, изменяющиеся от 1 до 0 и от 0 до 1. Однако в связи с тем, что чувствительность слуха имеет нелинейный характер, более эффективно применение сплайн функций более высокого порядка (до третьей степени).

Заключение

Установлено, что величина переходных участков одной фонемы в другую в сильной степени зависит от характерного темпа произношения слитной речи для конкретного диктора, вида соединяемых фонем и составляет от 10 до 50 мс.

Работа выполнена при поддержке грантового финансирования КН МОН РК, №АР 05130293.

Список литературы / References

1. Sakoe H., Chiba S. Dynamic Programming Algorithm Optimization for Spoken Word Recognition // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1978. Vol. ASSP-26, No. 1. P. 43–49.
2. Scharenborg O., Wan V., Ernestus M. Unsupervised speech segmentation: An analysis of the hypothesized phone boundaries // The Journal of the Acoustical Society of America. 2010. Vol. 127, No. 2. P. 1084–1095.
3. Gomez J.A., Calvo M. Improvements on automatic speech segmentation at the phonetic level // Materials of 16th Iberoamerican Congress Progress in Pattern Recognition, Image Analysis, Computer Vision and Applications. 2011. P. 557–564.
4. Bemdt D.J., Clifford J. Using Dynamic Time Warping to Find Patterns in Time Series // AAAI Proc. knowledge discovery in databases. 1994. P. 359–370.
5. A Review: Automatic Speech Segmentation / Sakran A.E. [et al.] // International Journal of Computer Science and Mobile Computing. 2017. Vol. 6, No. 4. P. 308–315.
6. Makowski R., Hossa R. Automatic speech signal segmentation based on the innovation adaptive filter // International Journal of Applied Mathematics and Computer Science. 2014. Vol. 24, No. 2. P. 259–270.
7. Kamarauskas J. Automatic Segmentation of Phonemes using Artificial Neural Networks // Elektronika ir Elektrotechnika. 2006. Vol. 72, No. 8. P. 39–42.
8. Automatic Silence/Unvoiced/Voiced Classification of Bangla Velar Phonemes: New Approach / Syed Akhter Hossain [et al.] // 8th ICCIT. Dhaka, 2005.

9. Highly accurate phonetic segmentation using boundary correction models and system fusion / A. Stolcke [et al.] // 2014 IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing (ICASSP). IEEE, 2014. P. 5552–5556.
10. Method for protecting speech information / H.V. Davydau [et al.] // Doklady BGUIR. 2015. № 8 (94). P. 107–110.
11. Rationale for the method of formation of the combined speech masking signals / Y. Seitkulov [et al.] // IEEE 8th International Conference on Application on Information and Communication Technologies (AICT). Astana, Kazakhstan, 2014.
12. Sorokin V.N. Segmentation of the period of the fundamental tone of a voice source // Acoustical Physics. 2016. Vol. 62, No. 2. P. 244–254.
13. Algorithm of forming speech base units using the method of dynamic programming / Seitkulov Y.N. [et al.] // Journal of Theoretical and Applied Information Technology. 2018. Vol. 96, No 23. P. 7928–7941.

Сведения об авторах

Сейткулов Е.Н., к.ф.-м.н., директор НИИ информационной безопасности и криптологии Евразийского национального университета им. Л.Н. Гумилева.

Боранбаев С.Н., д.т.н., профессор Евразийского национального университета им. Л.Н. Гумилева.

Потапович А.В., с.н.с. НИЛ 5.3 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Давыдов Г.В., к.т.н., ведущий научный сотрудник НИЛ 5.3 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-29-670-30-40;
e-mail: nil53@bsuir.edu.by.by
Потапович Александр Владимирович

Information about the authors

Seitkulov Y.N., PhD, director of the institute of information security and cryptology of Eurasian national university named after L.N. Gumilyov.

Boranbayev S.N., D.Sci, professor of Eurasian national university named after L.N. Gumilyov.

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

Davydau H.V., PhD, researcher of SRL 5.3 of R&D department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Address for correspondence

20013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-29-670-30-40;
e-mail: nil53@bsuir.edu.by.by
Patapovich Aleksandr Vladimirovich

УДК 621.382.23

ВЛИЯНИЕ ПОВЕРХНОСТНОГО ПОТЕНЦИАЛА АНОДНЫХ АЛЮМООКСИДНЫХ ПЛЕНОК НА ИХ ЗАРЯДОВЫЕ СВОЙСТВА

ЛЕ ДИНЬ ВИ¹, О.В. КУПРЕЕВА¹, В.В. ДУДИЧ¹, В.А. ФИЛИПЕНЯ², С.К. ЛАЗАРУК¹

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

²Научно-технический центр «БМА» филиала «Белмикросистемы» ОАО «Интеграл»

Поступила в редакцию 8 февраля 2019

Аннотация. Представлены результаты исследования поверхностного потенциала анодных алюмооксидных пленок и их зарядовых свойств. Показано, что поверхностный потенциал анодных алюмооксидных пленок сразу после окончания анодного процесса имеет положительное значение, но с течением времени этот потенциал уменьшается до нулевого уровня с последующим переходом в область отрицательных значений. Установлено, что отрицательное смещение поверхностного потенциала связано с отрицательным встроенным электрическим зарядом анодного оксида алюминия. Предложен механизм перехода от положительного встроенного электрического заряда к отрицательному внутри анодных оксидов. Установлено, что наибольшая плотность отрицательного заряда наблюдается в пленках, сформированных в электролитах на основе водных растворов лимонной и ортофосфорной кислот.

Ключевые слова: анодный оксид алюминия, встроенный электрический заряд, поверхностный потенциал.

Abstract. The surface potential of anodic alumina films and their charge properties have been studied. The surface potential of anodic alumina films after anodic process has positive values, but then this potential is decreased to zero level with subsequent transition to negative values. The negative displacement of the surface potential is associated with a negative built-in electric charge of aluminum anodic oxide. The mechanism of transition from the positive built-in electric charge to the negative one inside the anodic oxides is proposed. The highest density of the negative charge is observed in the films formed in electrolytes based on the aqueous solutions of the citric and phosphoric acids.

Keywords: anodic alumina, built-in electric charge, surface potential.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 123, No. 5, pp. 72-78

Effect of surface potential of anodic alumina film on their charge properties

Le Dinh Vi, O.V. Kupreeva, V.V. Dudich, V.A. Filipenya, S.K. Lazarouk

DOI: <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-123-5-72-78>

Введение

Пористый оксид алюминия, получаемый электрохимическим анодированием, привлекает внимание ученых из-за его уникальных структурных свойств, к которым прежде всего следует отнести самоорганизацию наноразмерной структуры типа «пчелиных сот» [1, 2]. При этом размеры формируемой структуры легко могут регулироваться режимами анодного процесса, а именно, выбором электролита и электрических параметров анодного процесса (анодного напряжения и плотности анодного тока).

Кроме уникальных структурных свойств, оксид алюминия обладает встроенным отрицательным электрическим зарядом, что может быть использовано в технологии интегральных схем, а также при создании мемристорных устройств [3–6]. Несмотря на огромное количество работ, посвященных исследованию электрофизических свойств этого материала, зарядовые

свойства анодного оксида алюминия изучены недостаточно. В частности, не ясна природа происхождения этого заряда, не изучена кинетика его изменения во времени. Кроме этого, недостаточно исследована связь зарядовых свойств с другими электрическими параметрами анодных оксидных пленок. В данной работе представлены результаты исследования поверхностного потенциала анодных алюмооксидных пленок и их зарядовых свойств. Особое внимание уделено условиям, обеспечивающим максимальную плотность отрицательного электрического заряда.

Методика эксперимента

В качестве исходных образцов использовали алюминиевую фольгу толщиной 100 мкм, а также алюминиевые пленки толщиной 0,02–0,1 мкм, которые осаждались на кремниевые подложки магнетронным распылением алюминиевой мишени с содержанием примеси не более 0,1 ат. %.

Анодирование алюминия проводили в водных электролитах на основе лимонной, серной и ортофосфорной кислот. Концентрация составила 1 % для лимонной, 2 % для серной и 15 % для ортофосфорной кислот. Анодирование проводили в гальваностатическом режиме при плотности анодного тока 10 мА/см^2 ($j_{\text{ф}}$), температура электролита поддерживалась $20 \pm 1^\circ\text{C}$. Время анодирования для электролитов на основе лимонной кислоты определялось выходом на конечное напряжение формовки ($U_{\text{ф}}$), которое составляло от 50 до 250 В. Для электролитов остальных кислот время анодирования составляло 10–15 мин.

Вольт-временные и вольт-амперные характеристики анодных процессов регистрировались при помощи схемы измерений, блок-схема которой представлена на рис. 1, а. После завершения процесса анодирования в электролите продолжали регистрировать изменение электрического потенциала исследуемого оксида при отключении источника постоянного тока. Далее после прохождения нулевой точки потенциала исследуемого оксида проводили замену вольтметра на высокоомный вольтметр с внутренним сопротивлением более 1 ГОм, чтобы исключить влияние схемы на кинетику измерения потенциала анодной пленки.

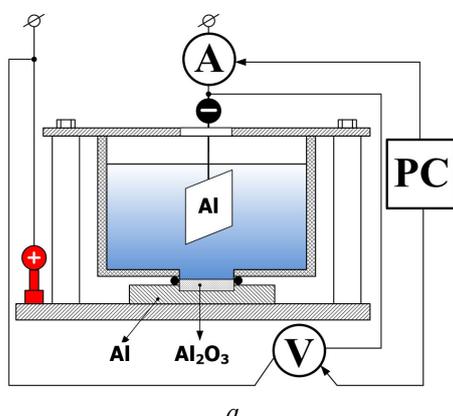


Рис. 1. Блок-схема эксперимента для *in situ* измерения электрического потенциала анодного оксида относительно контрольного алюминиевого электрода:

а – блок-схема эксперимента; б – фотография экспериментальной установки первой стадии измерения

Для исследования вольт-фарадных характеристик формируемых анодных оксидов использовали экспериментальные структуры на кремниевых подложках (КЭФ 4.5), на которых поверх пленки исследуемого оксида при помощи магнетронного осаждения с теневой маской формировали металлические (никелевые) контакты диаметром 0,3 мм.

Вольт-фарадные характеристики измеряли при помощи универсального измерителя 4275A LCR Meter на частоте 1МГц. Плотность зарядовых состояний оценивали по стандартной методике, приведенной в [7].

Результаты и обсуждения

На рис. 2 представлены временные зависимости разности потенциалов между алюминиевыми электродами, покрытыми анодными оксидными пленками, и контрольными алюминиевыми электродами без анодных оксидов. Отсчет времени начинался сразу после окончания анодного процесса, который проводили в 1 % водном растворе лимонной кислоты. Как видно из рис. 2, сразу после окончания процесса анодирования на алюминиевых электродах, покрытых анодными оксидами, имеется положительный электрический потенциал относительно контрольных алюминиевых электродов. Далее с течением времени наблюдается постепенное уменьшение этого потенциала с переходом в область отрицательных значений. Причем для оксидов большей толщины, сформированных при более высоких напряжениях формовки, переход к отрицательным значениям происходит быстрее, чем для анодных оксидов меньшей толщины. Если начальный электрический потенциал исследуемых образцов находился в диапазоне от +0,1 до 1,0 В, то конечный электрический потенциал этих же образцов уже находился в отрицательной области в диапазоне от -0,1 до -0,2 В.

Аналогичное поведение наблюдалось при исследовании вольт-временных характеристик пористых анодных оксидов, получаемых в электролитах на основе водных растворов серной и ортофосфорной кислот. Сразу после остановки анодного процесса разность потенциалов имела положительную полярность. Далее наблюдалось изменение полярности с положительной на отрицательную. Разница в поведении заключалась во времени, необходимом для достижения отрицательного смещения. Если для анодных оксидных пленок, сформированных в электролите на основе водного раствора серной кислоты, переход в область отрицательных значений происходил довольно быстро, то для пленок, полученных в электролите на основе ортофосфорной кислоты, для такого перехода потребовалось около часа. При этом для пленок, выращенных в ортофосфорной кислоте, отрицательное смещение в дальнейшем стабильно увеличивалось до -100 мВ и сохранялось на этом уровне при всех дальнейших измерениях, которые проводились в течение нескольких месяцев после формирования исследуемых пленок. В пленках, сформированных в электролитах на основе водного раствора серной кислоты исследуемый потенциал был нестабилен и неоднократно менял полярность при измерениях. При этом его среднее значение было близко к нулю.

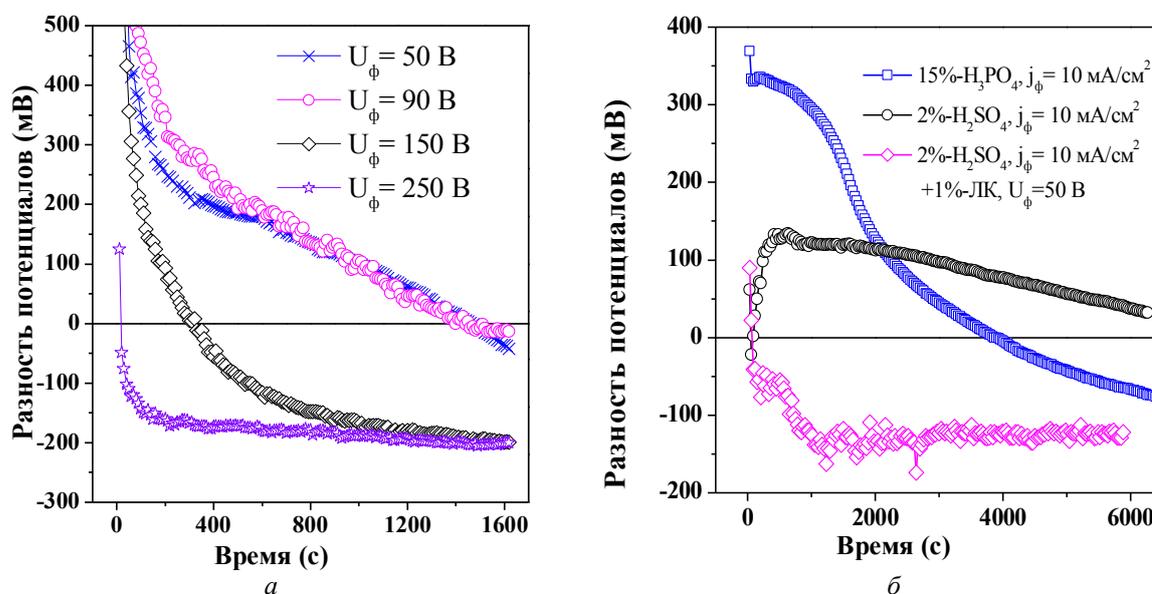


Рис. 2. Вольт-временные характеристики между контрольным алюминиевым электродом и исследуемыми образцами анодных оксидных пленок, выращенных в различных электролитах, после окончания анодного процесса. Режимы анодного окисления (состав электролита и электрические режимы) представлены на графиках: *a* – электролит – 1%-й водный раствор лимонной кислоты; *б* – электролиты для пористого анодирования

Особое внимание заслуживает кривая, которая описывает поведение поверхностного потенциала оксида, полученного при двустадийном анодировании. На первой стадии анодный оксид формировали в электролите на основе водного раствора серной кислоты, затем на второй стадии проводили анодную обработку в электролите на основе водного раствора лимонной кислоты с достижением напряжения формовки в 50 В. При этом между пористым оксидом, сформированным на первой стадии, и алюминием формировали слой оксида барьерного типа. Поведение поверхностного потенциала в этом случае практически полностью повторяет поведение кривых, соответствующих оксидам, выращенным в водном растворе лимонной кислоты при одной стадии анодирования. На основании этого можно сделать вывод, что поведение вольт-временных характеристик, характеризующих поверхностный потенциал анодных оксидных пленок в основном определяется слоем анодного оксида, расположенного около алюминиевой поверхности. Именно этот слой оксида формируется на завершающей (второй) стадии анодирования, и именно внутри этого оксида происходят физические процессы, ответственные за поведение электрического потенциала всего анодного оксида. Верхний слой оксида, который был сформирован на первой стадии анодирования в водном растворе серной кислоты, также влиял на поведение исследуемого потенциала, но это влияние незначительно, о чем свидетельствует небольшая разница между вольт-временными кривыми анодных оксидов, выращенных в лимоннокислом электролите в одну стадию (рис. 2, а), и кривыми анодных оксидов, выращенных в две стадии (рис. 2, б).

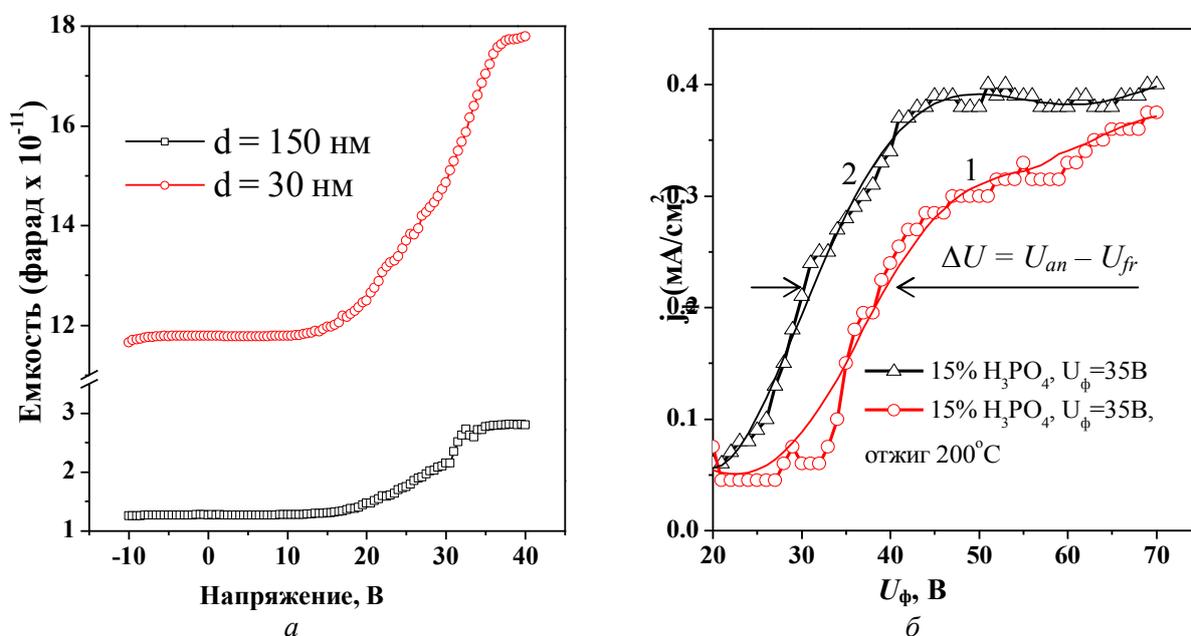


Рис. 3. Вольт-фарадные характеристики анодных оксидов алюминия различной толщины на кремниевых подложках *n*-типа проводимости (алюмооксидные пленки формировались в 1 % водном растворе лимонной кислоты) (а) и вольт-амперные характеристики анодного оксида алюминия при повторном анодировании исследуемых пленок (б)

Отрицательный электрический потенциал на поверхности оксида алюминия объясняется наличием отрицательных зарядов как внутри оксида, так и на его поверхности [7]. Чтобы оценить плотность этих зарядовых состояний были проведены измерения вольт-фарадных характеристик анодных оксидов алюминия на кремниевых подложках *n*-типа проводимости. На рис. 3, а представлены вольт-фарадные характеристики анодного оксида алюминия, сформированного в водном растворе лимонной кислоты при различных напряжениях формовки. Как видно из рисунка, изменение емкости происходит при положительных напряжениях смещения, что свидетельствует об отрицательном электрическом заряде в сформированных анодных оксидах. Для расчета плотности зарядовых состояний использовались следующие формулы:

$$C_{fb} = \frac{C_{ox} \cdot C_{sfb}}{C_{ox} + C_{sfb}}, \quad (1)$$

где C_{fb} – емкость плоских зон; C_{ox} – емкость оксидного слоя; C_{sfb} – емкость пространственного заряда, обеспечивающего условия плоских зон;

$$C_{sfb} = \frac{\sqrt{2}A \cdot \epsilon_o \cdot K_{si}}{\lambda}; \quad (2)$$

$$\lambda = \sqrt{\frac{2 \cdot k \cdot T \cdot \epsilon_o \cdot K_{si}}{q^2 \cdot N_{sob}}}, \quad (3)$$

где λ – длина волны Дебая; A – площадь затвора (см^2); ϵ_o – диэлектрическая проницаемость в свободном пространстве ($8,854 \cdot 10^{-14}$ Ф/см); K_{si} – диэлектрическая постоянная кремния (11,7); k – постоянная Больцмана ($1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/°К); T – температура (°К); q – заряд электрона ($1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл); N_{sob} – концентрация примеси подложки (см^3);

$$Q_{ss} = \frac{C_{ox}}{A} (\Phi_w - \Phi_f - V_{fb}), \quad (4)$$

где Q_{ss} – плотность поверхностного заряда на единицу площади; V_{fb} – напряжение плоских зон, определяется, как напряжение смещения, которое обеспечивает значение емкости плоских зон; Φ_w – работа выхода металла (Ni); Φ_f – потенциал Ферми кремния.

Как показали расчеты, плотность зарядовых состояний в исследуемых оксидных пленках находится в диапазоне от $1,2 \cdot 10^{-7}$ до $2,3 \cdot 10^{-6}$ Кл/см² и суммарный заряд имеет отрицательную полярность, что свойственно анодному оксиду алюминия [3].

В работе [8] для оценки плотности зарядовых состояний была предложена методика исследования вольт-амперных характеристик анодного оксида алюминия при повторном анодировании исследуемых пленок. При этом повторный анодный процесс проводили как на свежеприготовленных анодных пленках, так и на анодных пленках, отожженных при температуре 200°С в течение часа. На рис. 3, б представлены вольт-амперные характеристики анодных пленок, сформированных в ортофосфорной кислоте, подвергнутых повторному анодному процессу. Кривая 1 соответствует анодным пленкам после отжига, кривая 2 – неотожженным пленкам. В данном случае ΔV определялось по изменению среднего анодного напряжения в переходной области, как это показано на рис 3, б. Плотность заряда определялась по формуле

$$Q_{ss} = \frac{\epsilon \epsilon_o (U_{an} - U_{fr})}{d}, \quad (5)$$

где $\epsilon = 8$, $\epsilon_o = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф·м⁻¹; U_{an} – среднее напряжение переходной области для отожженных пленок, U_{fr} – среднее напряжение переходной области для неотожженных пленок; d – толщина барьерного слоя (35 нм).

Для исследуемых пленок плотность заряда находится в диапазоне от 10^{-7} до $2 \cdot 10^{-6}$ Кл/см². Данные значения меньше аналогичных, полученных по методике вольт-фарадных измерений. Наблюдаемое расхождение можно объяснить тем, что вторая методика позволяет оценить плотность подвижных зарядовых состояний, в то время как классическая методика вольт-фарадных измерений оценивает суммарно как неподвижные встроенные зарядовые состояния, так и подвижные заряды. Следует отметить, несмотря на то, что две методики определения плотности заряда дают расхождение в количественных оценках, качественно обе методики показывают наличие отрицательного электрического заряда в исследуемых анодных оксидных пленках.

Проведенные исследования показали, что сразу после окончания процесса анодного окисления поверхностный потенциал анодных оксидных пленок имеет положительный знак, что свидетельствует о преобладании в нем положительных зарядов. По времени имеет место снижение этого потенциала до нуля с последующим переходом в область отрицательных значений. Механизм перехода положительного встроенного электрического заряда на отрицательный заряд внутри анодных оксидов схематично представлен на рис. 4.

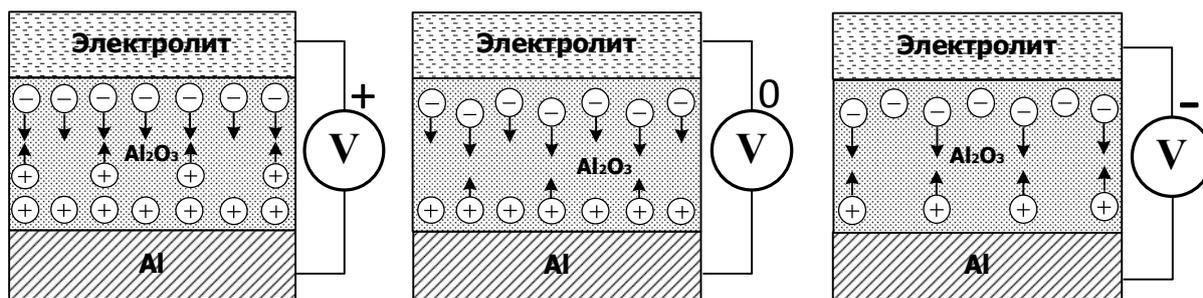


Рис. 4. Механизм перехода положительного встроенного электрического заряда на отрицательный заряд внутри анодных оксидов

Как показано на рис. 4, *а*, общее количество положительных зарядов, которые переносятся положительно заряженными ионами алюминия Al^{3+} , превосходит количество отрицательных зарядов, которые в основном переносятся ионами кислорода O^{2-} , OH^- либо анионными комплексами электролита. Далее после анодного процесса внутри оксида имеет место движение разнозаряженных ионов навстречу друг другу с последующим взаимодействием и образованием нейтральной оксидной молекулы. При этом необходимо учитывать, что размер атома кислорода меньше аналогичного размера атома алюминия, то есть он более подвижен. Поэтому путь ионов кислорода до взаимодействия с ионами алюминия будет больше, что схематично показано на рис. 4, *а*. Процесс образования новых оксидных молекул сопровождается движением более подвижных ионов кислорода, что приводит к компенсации положительного заряда (рис. 4, *б*), а потом и к появлению отрицательного встроенного заряда, который сохраняется в анодном оксиде алюминия с течением времени (рис. 4, *в*). Чем больше толщина оксида, тем больше величина встроенного отрицательного электрического заряда. Различная плотность заряда в анодных оксидах, полученных в разных электролитах, может быть объяснена различной подвижностью анионных комплексов. Как показали эксперименты, проведенные авторами, наибольшая плотность отрицательного заряда наблюдалась в анодных пленках, сформированных в водных растворах лимонной и ортофосфорной кислот.

Заключение

Таким образом, исследования показали, что поверхностный потенциал, измеряемый в пористых анодных оксидах сразу после окончания анодного процесса, имеет положительное значение. С течением времени происходит уменьшение этого потенциала до нулевого уровня с последующим переходом в область отрицательных значений. Полученные закономерности наблюдаются в анодных оксидных пленках, сформированных в различных электролитах на основе водных растворов серной, ортофосфорной и лимонной кислот. Данный эффект объясняется взаимодействием подвижных ионов внутри анодных оксидов, оставшихся после завершения анодного процесса. Конечный переход поверхностного потенциала в область отрицательных значений объясняется более высокой подвижностью отрицательно заряженных ионов, что подтверждается измерениями конечной плотности зарядовых состояний в исследуемых оксидах. Показано, что наибольшая плотность отрицательного заряда наблюдается в пленках, сформированных в электролитах на основе водных растворов лимонной и ортофосфорной кислот.

Список литературы

1. Nanoporous alumina as templates for multifunctional applications / C.T. Sousa [et al.] // Applied Physics Reviews. 2014. Vol. 1, No. 031102. P. 1–22.
2. Effect of flattened surface morphology of anodized aluminum oxide templates on the magnetic properties of nanoporous Co/Pt and Co/Pd thin multilayered films / T.N. Anh Nguyen [et al.] // Appl. Surf. Sci. 2018. Vol. 427. P. 649–655.
3. Курносков А.И., Юдин В.В. Технология производства полупроводниковых приборов и интегральных схем. М.: Высш. школа, 1979. 367 с.
4. Formation and disruption of current paths of anodic porous alumina films by conducting atomic force

- microscopy / K. Oyoshi [et al.] // *Applied Surface Science*. 2010. Vol. 257. P. 837–841.
5. Structural analysis of anodic porous alumina used for resistive random access memory / Jeungwoo Lee [et al.] // *Science and Technology of Advanced Material*. 2010. Vol. 11. No. 025002.
 6. Formation of an Array of Memristor Structures Using a Self-Assembly Matrix of Porous Anodic Aluminum Oxide / A.N. Belov [et al.] // *Nanotechnologies in Russia*. 2018. Vol. 13. P. 34–37.
 7. Зи С. Физика полупроводниковых приборов: в 2-х кн. Кн. 1. М.: Мир, 1984. 456 с.
 8. Stored charge and its influence on properties of anodic alumina films / I. Vrublevsky [et al.] // *Current Nanoscience*. 2018. Vol. 14. P. 1–10.

References

1. Nanoporous alumina as templates for multifunctional applications / C.T. Sousa [et al.] // *Applied Physics Reviews*. 2014. Vol. 1, No. 031102. P. 1–22.
2. Effect of flattened surface morphology of anodized aluminum oxide templates on the magnetic properties of nanoporous Co/Pt and Co/Pd thin multilayered films / T.N. Anh Nguyen [et al.] // *Appl. Surf. Sci.* 2018. Vol. 427. P. 649–655.
3. Kurnosov A.I., Judin V.V. *Tehnologija proizvodstva poluprovodnikovyyh priborov i integral'nyh shem*. M.: Vyssh. shkola, 1979. 367 s. (in Russ.)
4. Formation and disruption of current paths of anodic porous alumina films by conducting atomic force microscopy / K. Oyoshi [et al.] // *Applied Surface Science*. 2010. Vol. 257. P. 837–841.
5. Structural analysis of anodic porous alumina used for resistive random access memory / Jeungwoo Lee [et al.] // *Science and Technology of Advanced Material*. 2010. Vol. 11, No. 025002.
6. Formation of an Array of Memristor Structures Using a Self-Assembly Matrix of Porous Anodic Aluminum Oxide / A.N. Belov [et al.] // *Nanotechnologies in Russia*. 2018. Vol. 13. P. 34–37.
7. Зи С. *Физика полупроводниковых приборов: в 2-х кн. Кн. 1*. М.: Мир, 1984. 456 с. (in Russ.)
8. Stored charge and its influence on properties of anodic alumina films / I. Vrublevsky [et al.] // *Current Nanoscience*. 2018. Vol. 14. P. 1–10.

Сведения об авторах

Лазарук С.К., д.ф.-м.н., профессор, заведующий НИЛ 4.12 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Ле Динь Ви, аспирант кафедры микро- и нанoeлектроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Купреева О.В., научный сотрудник НИЛ 4.12 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

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

Филипеня В.А., ведущий инженер научно-технического центра «БМА» филиала «Белмикросистемы» ОАО «Интеграл».

Адрес для корреспонденции

20013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
e-mail: levi.ntv@gmail.com; serg@nano.bsuir.edu.by
Ле Динь Ви

Information about the authors

Lazarouk S.K., D.Sci, professor, head of SRL 4.12 of R&D department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

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

Kuprueva O.V., researcher of SRL 4.12 of R&D department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

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

Filipenya V.A., leading engineer of scientific and technical center «BMA» of branch «Belmicrosystems» of OJSC «Integral».

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
e-mail: levi.ntv@gmail.com; serg@nano.bsuir.edu.by
Le Dinh Vi

УДК 681.396.36

ВРЕМЕННАЯ СОСТАВЛЯЮЩАЯ АНАЛИТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ДЕЙСТВИЙ ДИСПЕТЧЕРА УПРАВЛЕНИЯ ВОЗДУШНЫМ ДВИЖЕНИЕМ

О.А. КАПЦЕВИЧ, А.В. ДУБОВСКИЙ, Д.И. РАБЧЕНОК

Государственный военно-промышленный комитет Республики Беларусь,
ОАО «ВОЛАТАВТО», Республика Беларусь

Поступила в редакцию 13 февраля 2019

Аннотация. Рассмотрен математический аппарат, позволяющий находить временные характеристики действий диспетчера управления воздушным движением с интерфейсом автоматизированного рабочего места районного диспетчерского центра Единой системы организации воздушного движения Республики Беларусь.

Ключевые слова: управление воздушным движением, автоматизированное рабочее место, действия диспетчера.

Abstract. It has been considered the mathematical apparatus, allowing to find time characteristics of air traffic control dispatcher actions with the interface of an automated workplace of the regional dispatching centre of Uniform system of air movement organisation of Republic of Belarus.

Keywords: air traffic control, automated workplace, actions of the dispatcher.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 123, No. 5, pp. 79-86

The time component of analytical model of the air traffic control dispatcher actions

O.A. Kaptsевич, A.V. Dubovskiy, D.I. Rabchenok

DOI: <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-123-5-79-86>

Введение

Автоматизированные системы управления (АСУ) воздушным движением (ВД) Единой системы организации ВД Республики Беларусь относятся к эргатическим организационно-техническим системам реального масштаба времени, функционирующим в условиях неопределенности [1, 2]. Ключевую роль в данных системах играет диспетчер, реализующий функции управления ВД при помощи интерфейса автоматизированного рабочего места (АРМ) комплекса средств автоматизации (КСА). Проектирование и совершенствование интерфейсов АРМ для управления ВД является трудоемкой задачей по ряду причин:

– наличия большого числа неизвестных параметров, основная часть которых представляет собой взаимосвязанные величины, некоторые из них, к тому же, достаточно сложно формализуются;

– формирования объема информации, циркулирующей в АСУ ВД, исходя из необходимости обработки значительных массивов данных о воздушных судах (ВС), внешней среде и условиях организации ВД, причем в ограниченное время;

– оценки утомляемости диспетчера лишь косвенно, как правило, по частоте допускаемых им ошибок либо по продолжительности осуществления деятельности.

Используемый при разработке современных интерфейсов АРМ КСА управления ВД математический аппарат отличается наличием нерешенных вопросов формализации отдельных составляющих этапов переработки человеком-оператором информации. Кроме того,

в известных источниках информации [1, 3–7] отсутствуют прикладные методики построения и оценки эффективности интерфейсов указанных АРМ на основании априорных данных.

Таким образом, актуальной научно-практической задачей является разработка математической модели, предназначенной для анализа деятельности диспетчера на основании априорных данных с учетом его возможностей по переработке информации в ограниченное время и предъявления требований к интерфейсу АРМ КСА ВД. В рамках исследования должны затрагиваться аспекты, связанные с последовательностью и структурой диалога, «сценарием» и «действиями сторон», информационной емкостью средства отображения информации, расположением, характером и динамикой смены информации, перцептивными и моторными компонентами деятельности, влияющими на утомляемость диспетчера. Кроме того, необходимо снизить объем трудоемких экспериментальных исследований, связанных с многовариантностью деятельности диспетчера.

Оценка возможностей диспетчера по обработке поступающей информации

Для оценки пропускной способности диспетчера используется скорость обработки им информации в единицу времени, равную периоду обновления информации на экране монитора воздушного движения. Обработка информации заключается в выполнении определенной последовательности действий, как реакции на появление события (признака изменения состояния системы, отслеживаемого диспетчером).

В процессе обработки события, наступившего в системе управления, и в зависимости от характера этого события диспетчер действует по определенному алгоритму. Скорость выполнения алгоритма отождествляется со средней скоростью переработки диспетчером информации с целью устранения энтропии в системе управления и определяется выражением

$$V = \frac{1}{\tau} \cdot \sum_{i=1}^{m_{\text{л}}} I_i, \text{ где } I_i - \text{ количество информации, необходимой для анализа } i\text{-го логического}$$

условия; $m_{\text{л}}$ – общее число логических условий в алгоритме; τ – время выполнения алгоритма.

Таким образом, среднюю скорость переработки диспетчером информации можно представить величиной, обратно пропорциональной времени выполнения алгоритма

диспетчером. Величину $\sum_{i=1}^m I_i$ целесообразно находить методом построения дерева

событий [4], который позволяет определять количество информации, содержащееся в сложных событиях, характеризующих изменение состояния системы.

К основным этапам решения задачи переработки информации диспетчером относятся: оценка обстановки (уяснение задачи); принятие решения; исполнение решения; контроль исполнения и коррекция решения (при необходимости).

Этап уяснения задачи диспетчером состоит из обнаружения им факта наступления события в системе при помощи анализа визуальной информации и идентификации наступившего события. Время, затрачиваемое диспетчером на данном этапе (время восприятия

информации), определяется следующим соотношением [5]: $\tau_{\text{в}} = a + b \cdot \sum_{i=1}^{m_{\text{л}}} I_i$, где a –

константа, связанная со временем простой реакции диспетчера; b – константа, сопоставляемая с величиной, обратно пропорциональной скорости передачи информации. Константы находятся экспериментально или используются усредненные значения.

Этап принятия решения заключается в переработке диспетчером информации по выбору соответствующего набора действий как реакции на появление события. Временной отрезок для принятия соответствующего решения, определяется выражением [6]

$$\tau_{\text{р}} = a + \frac{I_{\text{з}}}{V_{\text{з}}} + \frac{I_{\text{в}}}{V_{\text{в}}} + \frac{I_{\text{л}}}{V_{\text{л}}}, \text{ где } I_{\text{з}}, I_{\text{в}} \text{ и } I_{\text{л}} - \text{ количество информации для запоминания,}$$

вычислений и проверки логических условий; $V_{\text{з}}, V_{\text{в}} \text{ и } V_{\text{л}}$ – скорости соответственно.

Если диспетчер должен запомнить m символов (знаков, сигналов) в порядке их поступления из общего количества символов K , то $I_{31} = m \cdot \log_2 K$ (при равновероятном поступлении сигналов) [6]. Если же диспетчеру не нужно запоминать порядок поступления сигналов, а только помнить сами сигналы, то количество информации для запоминания при равновероятном поступлении сигналов определяется выражением [6]

$$I_{32} = \log_2 \frac{K!}{m!(K-m)!}.$$

Количество информации, используемое при простейших вычислительных операциях (сложении, умножении, делении), находится по формуле [6] $I_B = \sum_{i=1}^v \log_2 N_i + \log_2 L$, где

v – общее количество чисел, используемых для получения результата; N_i – максимально возможные значения используемых при вычислении чисел; L – максимально возможное значение результата вычисления.

Информация, необходимая для проверки логических условий [6]: $I_L = \sum_{i=1}^s \log_2 n_i$, где

s – общее количество проверяемых логических условий; n_i – количество возможных альтернатив (исходов), возникающих при проверке i -го условия.

Величины V_3 , V_B и V_L зависят от степени совмещения стимула и реакции на него, тренированности диспетчера, его состояния и т. д. Находятся экспериментально или используются среднестатистические значения [6].

Этап исполнения решения разделяется на поиск необходимого объекта управления (ОУ) и воздействие на него. Поиск связан с реализацией диспетчером определенной стратегии поиска в информационном поле. Необходимое для этого диспетчеру

время находится из выражения: $\tau_{\Pi} = \sum_{i=1}^{l_{\text{поиска}}} (\tau_{\text{пер}i} + \tau_{\text{ф}i})$, где $l_{\text{поиска}}$ – число шагов поиска

(число фиксаций взора, затраченное на нахождение объекта); $\tau_{\text{пер}i}$ – время i -го перемещения взора; $\tau_{\text{ф}i}$ – время i -й фиксации взора.

Время перемещения взора определяется углом скачка взора, а время фиксации зависит от свойств информационного поля, способа деятельности, степени сложности элементов. В условиях высокой однородности элементов и известной задачи $\tau_{\text{ф}i} \gg \tau_{\text{пер}i}$. Тогда выражение для величины времени поиска необходимого ОУ: $\tau_{\Pi} \approx n_{\text{поиска}} \cdot \overline{\tau_{\text{ф}}}$, где $n_{\text{поиска}}$ – математическое ожидание количества шагов поиска; $\overline{\tau_{\text{ф}}}$ – средняя продолжительность фиксации взора диспетчера на контролируемом параметре.

Величина $n_{\text{поиска}}$ определяется путем анализа варианта информационной модели (ИМ), отображаемой на АРМ (содержит информацию о состоянии объектов воздействия, внешней среде и способах управления), и использования следующего соотношения [3]:

$$n_{\text{поиска}} = \left(\frac{N}{Z} + 1 \right) / (M + 1), \quad \text{где } N - \text{ число элементов информационного поля;}$$

M – количество ОУ, обладающих заданным для поиска признаком; Z – объем зрительного восприятия.

Под объемом зрительного восприятия считается то количество компонентов ИМ, которое одновременно попадает в зону, ограниченную углом зрения диспетчера шириной

по 10° в горизонтальной и вертикальной плоскостях матрицы средства отображения информации. Для определения значений $\overline{\tau_\phi}$, используются статистические значения [5, 6].

Воздействие на ОУ связано с осуществлением диспетчером моторных функций с целью реализации решения, принятого на предыдущем этапе. Время, необходимое для этого, находится при помощи модели KLM (от англ. Keystroke, Level, Model – Нажатие на клавишу, Уровень, Модель), использующей закон Фитса [7]. Данная модель позволяет в небольшой промежуток времени и с необходимой для целей настоящего исследования эффективностью оценить время выполнения диспетчером моторных действий. В KLM специфицируются действия диспетчера на элементарном уровне, как физическом – нажатие клавиши, перемещение указателя графического манипулятора, так и ментальном, например, выборки из памяти названий команд. Каждое действие, неделимое на более простые действия и называемое в контексте модели элементарным оператором действия (ЭОД), ассоциировано с определенным временным значением, являющимся табличной величиной [3, 7]. Суммируя временные значения для всех ЭОД в модели, можно получить априорную оценку времени выполнения задачи диспетчером на выбранном варианте интерфейса.

Формально KLM описывается следующим выражением [3]: $G_i = \{M_l, S_l\}$, где G_i – цель, которую диспетчер преследует в ходе осуществления действий с интерфейсом ($i = \overline{1, \Delta}$, Δ – общее количество целей); M_l – метод достижения i -й цели; S_l – критерий выбора l -го метода достижения цели ($l = \overline{1, \Theta}$, Θ – общее количество методов и критериев их выбора). Метод достижения цели M_l определяет упорядоченный набор ЭОД $M_l = (d_1, d_2, \dots, d_j)$, где $j = \overline{1, S}$, S – общее количество ЭОД в рамках реализации l -го метода. Каждому ЭОД d_j соответствует определенное время t_j , в течение которого диспетчер выполняет данный ЭОД.

Использование KLM для достижения цели G_i заключается в выборе одного из методов M_l в соответствии с заранее определенным критерием S_l и определении последовательности ЭОД d_j . Затем для последовательности ЭОД производится расчет суммарного времени реализации: $T(M_l) = \sum_{j=1}^S t_j$. Откуда время, необходимое диспетчеру для воздействия на ОУ, определяется соотношением $\tau_M = T(M_l)$.

Исходя из предположения, что этап контроля при решении задачи переработки информации диспетчером функционально осуществляет машина, время реакции диспетчера на событие определяется как

$$\tau_{\text{рк}} = \tau_{\text{в}} + \tau_{\text{р}} + \tau_{\text{п}} + \tau_{\text{м}}, \quad (1)$$

где $\tau_{\text{в}}$ – время восприятия сигнала; $\tau_{\text{р}}$ – время принятия решения; $\tau_{\text{п}}$ – время поиска ОУ; $\tau_{\text{м}}$ – время осуществления моторного акта.

Уменьшение величины $\tau_{\text{рк}}$ приводит к увеличению скорости переработки информации и повышению пропускной способности диспетчера как компонента человек-машинной системы массового обслуживания. Следующим выражением задается требование к пропускной способности системы человек-машина: $\tau_{\text{рк}} \leq \tau_{\text{рк.треб}} - \sum_{i=1}^n \tau_{\text{м}_i}$, где $\tau_{\text{рк.треб}}$ – требуемое время переработки информации диспетчером; $\tau_{\text{м}_i}$ – время задержки информации в i -м звене машины; n – общее количество машинных звеньев.

Временной компонент аналитической модели (АМ) действий диспетчера с интерфейсом АРМ можно представить в виде, изображенном на рис. 1. На рисунке использованы следующие обозначения: $\tau_{\text{рк.треб.}}$ – требуемое время обработки информации;

$\sum_{i=1}^n \tau_{\text{м}_i}$ – время задержки информации в звеньях машины; $\sum_{i=1}^m I_i$ – количество анализируемой информации; K – общее количества символов (знаков, сигналов); n_i – количество возможных альтернатив при проверке условия; v – количество чисел, используемых для получения результата; m – количество символов (знаков, сигналов) для запоминания; N_i – максимальные значения используемых при вычислении чисел; R – максимально возможное значение результата вычисления; S – количество проверяемых логических условий; M – число объектов, обладающих признаком поиска; Z – объем зрительного восприятия; N – количество элементов информационного поля; d_j – моторные действия.

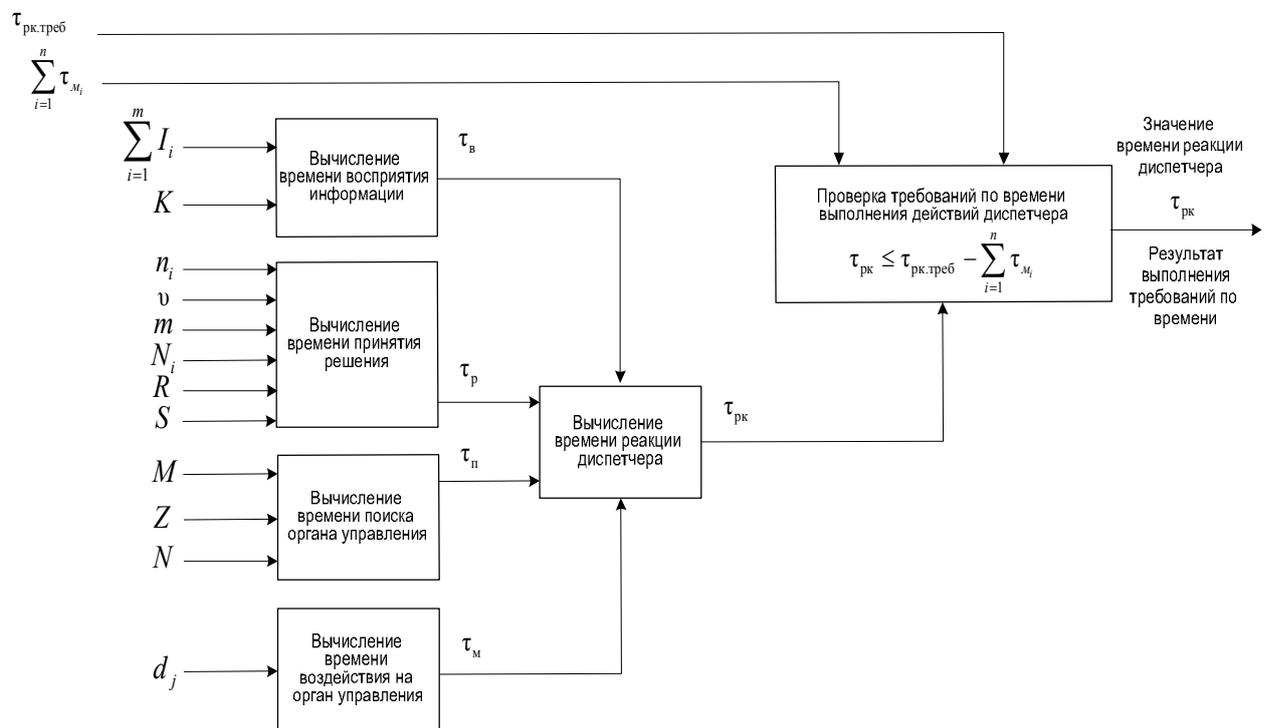


Рис. 1. Структура временного компонента аналитической модели действий диспетчера с интерфейсом

Блоки для вычисления времени восприятия информации, принятия решения, поиска ОУ и воздействия на него, изображенные на рисунке 1, предназначены для обработки массивов исходных данных, формируемых на основании анализа ИМ. Информация с выходов перечисленных блоков поступает в блок вычисления времени реакции диспетчера, который определяет время, затрачиваемое на обработку одного события в системе управления. Указанное время используется в блоке проверки требований по времени выполнения действий диспетчера, предназначенном для проверки временного критерия деятельности в ИМ. В этот же блок поступают данные о требуемом времени обработки информации и времени задержки информации в звеньях машины, формируемые на основании анализа условий использования ИМ и соответствующей аппаратной части.

Таким образом, определена временная составляющая АМ, состоящая из математических выражений, позволяющих формализовать основные этапы переработки информации человеком-оператором, оценить скорость деятельности и предъявить требования к его пропускной способности как диспетчера, реализующего управленческие функции в АСУ ВД Единой системы организации ВД при современном уровне интенсивности полетов.

Экспериментальные исследования

Для проверки адекватности предлагаемой АМ были использованы динамические прототипы фрагмента ИМ обстановки [8], которые позволили имитировать деятельность диспетчера при высоком уровне интенсивности ВД. Проводилось полунатурное моделирование и оценивалась близость теоретических результатов практической реализации.

Для проведения эксперимента были отобраны испытуемые из предметно-ориентированной группы специалистов в количестве 10 человек [9]. Сущность моделируемого процесса состояла в последовательном выполнении испытуемым необходимых действий с ИМ в зависимости от предъявляемых условий, связанных с ОУ и внешней средой. После выдачи испытуемому команды на выполнение определенного действия он находил необходимую информацию на экране, принимал решение, производил поиск ОУ и воздействовал на него. Использовалось 17 наиболее вероятных действий, представленных в нескольких смысловых наборах. Характеристики состояний процесса являлись детерминированными, а параметры случайными. В результате моделирования определялись временные характеристики выполнения действий диспетчером. В качестве частного параметра моделирования использовалась величина τ_{pk} (1). Количество экспериментов по каждому действию составило 30, общее количество экспериментов – 510. Указанное количество позволило теоретически провести оценку параметра τ_{pk} с доверительной вероятностью, равной 0,95, и относительной погрешностью 10 % [10]. Результаты эксперимента в виде значений времени выполнения действий фиксировались вручную на бумажном носителе информации.

Анализ результатов

На рис. 2 представлены гистограммы, построенные с использованием экспериментальных и расчетных значений временных отрезков выполнения диспетчером необходимых действий.

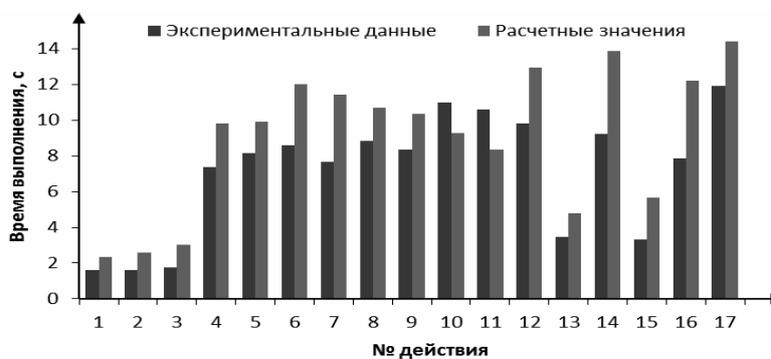


Рис. 2. Экспериментальные данные и расчетные значения времени выполнения

Черным цветом обозначены столбцы, характеризующие эмпирическую оценку значений времени выполнения диспетчером различных действий, серым – расчетные данные. Анализ гистограмм и сравнение средних арифметических для множеств значений двух выборок (7,98 и 9,03 с соответственно) в целом подтвердили адекватность предлагаемой АМ. Определенные различия объясняются особенностями условий эксперимента, а именно тем, что не все действия испытуемых характеризовались максимально неблагоприятными условиями для их реализации. В свою очередь, расчетные значения были определены для наиболее неблагоприятных условий.

В результате анализа временных характеристик деятельности испытуемых было установлено следующее. Для уменьшения значения величины времени восприятия событий необходимо повысить заметность событий и улучшить соответствие пар «стимул-реакция». Для уменьшения τ_p (1) необходимо сократить количество условных обозначений, упростить логическую и математическую обработку данных, уменьшить порядок

обрабатываемых диспетчером чисел и разделить когнитивные блоки информации паузами, сопровождающимся отсутствием событий в ИМ. Для уменьшения τ_{Π} (1) необходимо: формировать объем зрительного восприятия исходя из условия того, что в зоне ясной видимости диспетчера должно быть не менее шести целевых анализируемых элементов ИМ одновременно; в качестве условных обозначений использовать простейшие геометрические фигуры. Для уменьшения $\tau_{\text{м}}$ (1) необходимо уменьшить количество ЭОД, увеличить линейные размеры целевых элементов до значений, ограниченных объемом зрительного восприятия, и уменьшить дистанции до целевых позиций элементов однородных задач.

Заключение

Скорость переработки информации диспетчером является одним из основополагающих критериев при разработке ИМ динамично-меняющейся обстановки. Разработчик должен обеспечить не просто высокую, а гарантированную скорость переработки. Предлагаемая временная составляющая АМ адекватна и позволяет на основании априорных данных с погрешностью менее 15 % численно анализировать действия диспетчера с учетом цикла управления и определенного варианта построения ИМ и предъявлять требования к его пропускной способности. Использование априорной информации позволяет значительно снизить объем трудоемких экспериментальных исследований. Учитывается степень загруженности диспетчера и его возможности по эффективной реализации своих функций. Используются существующие аналитические выражения для формализации взаимодействия человека-оператора с интерфейсом АРМ.

Использование предлагаемой временной составляющей АМ действий диспетчера с интерфейсом повысит эффективность проектируемых эргатических систем в ситуациях, связанных с высокой нагрузкой человека-оператора. Например, на АРМ диспетчеров Единой системы организации ВД.

Список литературы

1. Авиационные правила «Методика определения пропускной способности органов диспетчерского обслуживания воздушного движения» : утв. М-вом транспорта и коммуникаций Респ. Беларусь 31.03.2008. Минск, 2008. 15 с.
2. Европейская организация по безопасности аэронавигации (Евроконтроль). Общий обзор [Электронный ресурс]. URL: http://www.dspk.cs.gkovd.ru/library/data/evrokontrol_obschiy_obzor.pdf (дата обращения: 02.07.2018).
3. Раскин Д. Интерфейс: новые направления в проектировании компьютерных систем. СПб.: Символ-Плюс, 2004. 272 с.
4. Галактионов А.И. Представление информации оператору (исследование деятельности человека-оператора производственных процессов). М.: Энергия, 1969. 139 с.
5. Шупейко И.Г. Теория и практика инженерно-психологического проектирования и экспертизы : учеб.-метод. пособие. Минск : БГУИР, 2010. 120 с.
6. Голубев Б.Л. Основы эргономики. М.: РОАТ, 2009. 20 с.
7. Абдулин Е.Р. Метод построения и проверки гипотез о поведении пользователя в человеко-машинном взаимодействии // Управление большими системами. 2010. № 30. С. 104–127.
8. Рабченко Д.И. Методика синтеза информационной модели на командном пункте войск противовоздушной обороны // Информатика. 2017. № 1. С. 78–91.
9. Булойчик В.М. Военно-прикладные вопросы математического моделирования. Математические методы, используемые при разработке моделей для принятия решения. Минск: Воен. акад. Респ. Беларусь, 2000. 179 с.
10. ОТГ 1.2.10-2014 Системы и комплексы (образцы) вооружения и военной техники. Общие требования к методам государственных испытаний. Минск, 2014. 40 с.

References

1. Aviacionnye pravila «Metodika opredelenija propusknnoj sposobnosti organov dispetcherskogo obsluzhivanija vozdushnogo dvizhenija» : utv. M-vom transporta i kommunikacij Rosp. Belarus' 31.03.2008. Minsk, 2008. 15 s. (in Russ.)

2. Evropejskaja organizacija po bezopasnosti ajeonavigacii (Evrokontrol'). Obshhij obzor [Electronic resource]. URL: http://www.dspk.cs.gkovd.ru/library/data/evrokontrol_obschiy_obzor.pdf (date of access: 02.07.2018). (in Russ.)
3. Raskin D. Interfejs: novye napravlenija v proektirovanii komp'juternyh sistem. SPb.: Simvol-Pljus, 2004. 272 s. (in Russ.)
4. Galaktionov A.I. Predstavlenie informacii operatoru (issledovanie dejatel'nosti cheloveka-operatora proizvodstvennyh processov). M. : Jenergija, 1969. 139 s. (in Russ.)
5. Shupejko I.G. Teorija i praktika inzhenerno-psihologicheskogo proektirovanija i jekspertizy : ucheb.-metod. posobie. Minsk : BGUIR, 2010. 120 s. (in Russ.)
6. Golubev B.L. Osnovy jergonomiki. M.: ROAT, 2009. 20 s. (in Russ.)
7. Abdulin E.R. Metod postroenija i proverki gipotez o povedenii pol'zovatelja v cheloveko-mashinnom vzaimodejstvii // Upravlenie bol'shimi sistemami. 2010. № 30. S. 104–127. (in Russ.)
8. Rabchenok D.I. Metodika sinteza informacionnoj modeli na komandnom punkte vojsk protivovozdushnoj oborony // Informatika. 2017. № 1. S. 78–91. (in Russ.)
9. Bulojchik V.M. Voenno-prikladnye voprosy matematicheskogo modelirovanija. Matematicheskie metody, ispol'zuemye pri razrabotke modelej dlja prinjatija reshenija. Minsk: Voen. akad. Resp. Belarus', 2000. 179 s. (in Russ.)
10. OTT 1.2.10-2014 Sistemy i komplekсы (obrazcy) vooruzhenija i voennoj tehniki. Obshhie trebovanija k metodam gosudarstvennyh ispytanij. Minsk, 2014. 40 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

Капцевич О.А., к.т.н, ведущий научный сотрудник ОАО «Агат – системы управления» – управляющая компания холдинга «Геоинформационные системы управления».

Дубовский А.В., заведующий кафедрой организации движения и обеспечения безопасности на воздушном транспорте Белорусской государственной академии авиации.

Рабченко Д.И., ведущий инженер ОАО «ВОЛАТАВТО».

Information about the authors

Kaptsevich O.A., PhD, leading researcher of Open OJSC «Agate – control systems» – the operating company of holding «Geoinformation control systems».

Dubovsky A.B, head of the department of movement organisation and safety maintenance on air transport of Belarus state academy of aircraft.

Rabchenok D.I, leading engineer of OJSC «VOLATAUTO».

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. Кульман, 2-1, пом. 1-143,
ОАО «ВОЛАТАВТО»
тел. +375-29-399-46-62;
e-mail: dimedrolus1798@tut.by
Рабченко Дмитрий Иванович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, Kulman st., 2-1, pr.1-143
OJSC «VOLATAVTO»
tel. +375-29-399-46-62;
e-mail: dimedrolus1798@tut.by
Rabchenok Dmitry Ivanovich

УДК 533.9.924+621.793.18

ФОРМИРОВАНИЕ ПЛЕНОК ОКСИДА ТИТАНА МЕТОДОМ РЕАКТИВНОГО МАГНЕТРОННОГО РАСПЫЛЕНИЯ

Н. ВИЛЬЯ, Д.А. ГОЛОСОВ, Т.Д. НГУЕН

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 27 марта 2019

Аннотация. В статье представлены результаты исследований диэлектрических характеристик пленок оксида титана, нанесенных методом реактивного магнетронного распыления Ti мишени в Ar/O₂ смеси газов. Установлены зависимости диэлектрической проницаемости, тангенса угла диэлектрических потерь, ширины запрещенной зоны, плотности токов утечки от содержания кислорода в Ar/O₂ смеси газов в процессе нанесения пленок. Получены пленки с диэлектрической проницаемостью 20–30 единиц, тангенсом угла диэлектрических потерь 0,02, шириной запрещенной зоны 3,82 эВ и плотностью токов утечки при напряженности электрического поля $2,0 \times 10^6$ В/см менее $1,0$ А/см².

Ключевые слова: оксид титана, реактивное магнетронное распыление, МОП структура, диэлектрические свойства.

Abstract. The article presents the results of studies of the dielectric characteristics of titanium oxide films deposited by reactive magnetron sputtering of a Ti target in an Ar/O₂ gas mixture. Dependencies of dielectric constant, dielectric loss tangent, band gap, leakage current density on oxygen content in Ar/O₂ gas mixture during film deposition were established. Films with a dielectric constant of 20–30 units, a dielectric loss tangent of 0,02, a band gap of 3,82 eV, a leakage current density of less than $1,0$ A/cm² at an electric field strength of $2,0 \times 10^6$ V/cm, were obtained.

Keywords: titanium oxide, reactive magnetron sputtering, MOS structure, dielectric properties.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 123, No. 5, pp. 87-93

Formation of titanium oxide thin films by reactive magnetron sputtering

N. Villa, D.A. Golosov, T.D. Nguyen

DOI: <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-123-5-87-93>

Введение

В последние годы тонкие пленки диоксида титана (TiO₂) привлекают внимание как перспективный функциональный материал для различных отраслей новой техники. Оксид титана применяется при создании новых биоматериалов, фотокаталитических покрытий самоочищающихся поверхностей и фоточувствительных элементов [1, 2]. Пленки оксида титана, имея высокий показатель преломления ($n \approx 2,4$), низкое оптическое поглощение в видимом и ближнем ИК диапазонах, высокую термическую и химическую стабильность свойств, широко используются в качестве антиотражающих покрытий, слоев многослойных интерференционных фильтров [2, 3]. В микроэлектронике в последние годы оксид титана стали рассматривать как один из перспективных *high-k* диэлектриков для замены оксида кремния в МОП приборах и создания нового поколения устройств хранения информации [4]. Для получения пленок оксида титана применялся ряд методов осаждения, которые включают золь-гель процесс [5], парофазно-химическое осаждение [6], ионно-лучевое распыление [7], ионно-ассистированное осаждение [8]. В этих статьях показано, что диэлектрические свойства пленок оксида титана могут сильно варьироваться в зависимости не только от метода

нанесения, но и от условий процесса. Считается, что эта изменчивость связана с неполным окислением титана и зависимостью диэлектрических характеристик от формирующейся кристаллической фазы. В результате кристаллизации в структуре поликристаллических пленок формируется ряд дефектов, которые приводят к увеличению токов утечки по границам зерен и снижению пробивного напряжения [9]. В работе [10] было показано, что диэлектрики с низкой степенью кристаллизации обладают улучшенными диэлектрическими свойствами по сравнению с сильной кристаллической фазой. Один из способов получения аморфных диэлектриков основан на использовании процессов нанесения пленок при низких температурах и минимальном энергетическом воздействии на растущую пленку. Среди таких методов следует выделить метод реактивного магнетронного распыления. Метод позволяет наносить многокомпонентные тонкие пленки высокого качества с управляемым стехиометрическим составом на большие площади. При отсутствии нагрева и энергиях распыленных частиц единицы электрон-вольт, характерных для магнетронного распыления, формируются аморфные пленки [11].

В данной работе представлены результаты исследования диэлектрических характеристик пленок оксида титана, нанесенных методом реактивного магнетронного распыления, с целью определения возможности использования данного материала в качестве *high-k* диэлектрика МОП структур.

Эксперимент

Пленки оксида титана наносились методом реактивного магнетронного распыления титановой мишени в Ar/O_2 смеси газов. Схема экспериментальной установки приведена на рис. 1. Установка выполнена на базе вакуумного поста ВУ-2МП. Камера вакуумной установки была оборудована магнетронной распылительной системой (МРС) MAC-80 с мишенью диаметром 80 мм и ионным источником (ИС) на основе ускорителя с анодным слоем.

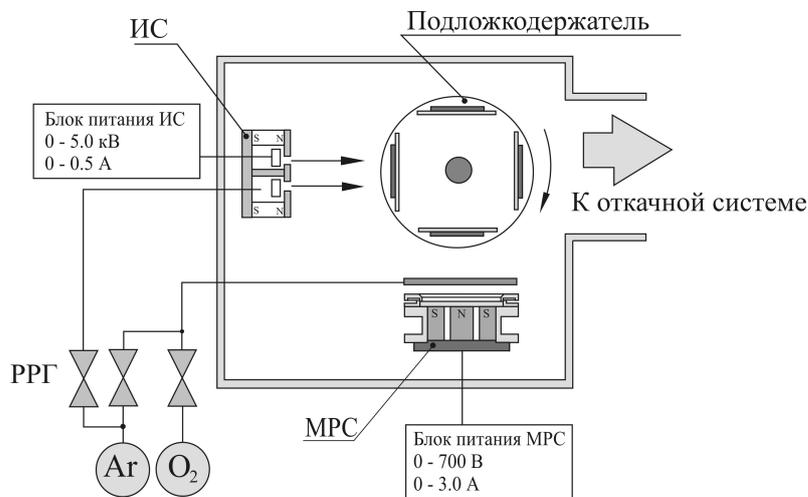


Рис. 1. Схема установки для нанесения пленок оксида титана методом реактивного магнетронного распыления

Пленки оксида титана наносились на подложки из высоколегированного монокристаллического кремния ЭКЭС 0,01 (100) и оптического кварца. В ходе экспериментов подложки устанавливались на вращаемый подложкодержатель карусельного типа на расстоянии 85 мм от поверхности мишени магнетрона. Камера вакуумной установки откачивалась до остаточного давления 10^{-3} Па, и далее производилась предварительная ионная очистка подложек. Для этого рабочий газ Ar подавался в ИС до рабочего давления 0,02 Па. Время очистки, энергия ионов и ток разряда во всех экспериментах были постоянными и составляли соответственно 6 мин, 500 эВ, 70 мА.

Затем производилось нанесение слоев оксида титана. Распыление титановой мишени марки ВТ1-00 (чистота 99,7 %) и толщиной 4 мм осуществлялось в Ar/O_2 смеси газов. Расход Ar во всех процессах поддерживался постоянным и составлял $Q_{Ar} = 50$ мл/мин. Содержание кислорода в Ar/O_2 изменялось от 0 до 30 %. При этом общее давление в камере

составляло 0,05–0,06 Па. Для точного поддержания заданных расходов газов использовались автоматические регуляторы расхода газа (РРГ) РРГ-1. Для питания МРС использовался источник питания постоянного тока мощностью 1,5 кВт с возможностью работы в режимах стабилизации тока или мощности. В процессе нанесения пленок ток разряда магнетрона поддерживался постоянным и составлял $I_t = 1,5$ А. При этом напряжение разряда в зависимости концентрации кислорода изменялось от 322 до 392 В. Толщина нанесенных пленок регулировалась временем нанесения и составляла порядка 100 нм.

Толщина нанесенных слоев определялась с помощью оптического интерферометрического профилометра ПОИ-08. Спектры пропускания в диапазоне 200–900 нм получены с помощью спектрофотометра Проскан МС-121. Для измерения диэлектрических характеристик пленок оксида титана формировались МОП структуры. Для этого на нанесенную пленку оксида титана методом ионно-лучевого распыления через маску наносился верхний Ni электрод. Площадь обкладки конденсатора составляла 0,096 мм². Емкость и тангенс угла диэлектрических потерь измерялись с использованием измерителя иммитанса Е7-20 на частотах 25–10⁶ Гц. Значения диэлектрической проницаемости рассчитывались исходя из толщины диэлектрического слоя и емкости конденсаторной структуры.

Результаты и обсуждение

Получена зависимость скорости нанесения пленок оксида титана от концентрации кислорода в Ag/O₂ смеси газов (рис. 2). Скорость нанесения пленок практически линейно снижалась с 0,52 нм/с при распылении в среде Ag до 0,1 нм/с при 15 % O₂ и далее более плавно и линейно снижалась до 0,022 нм/с при концентрации кислорода 28,6 %.

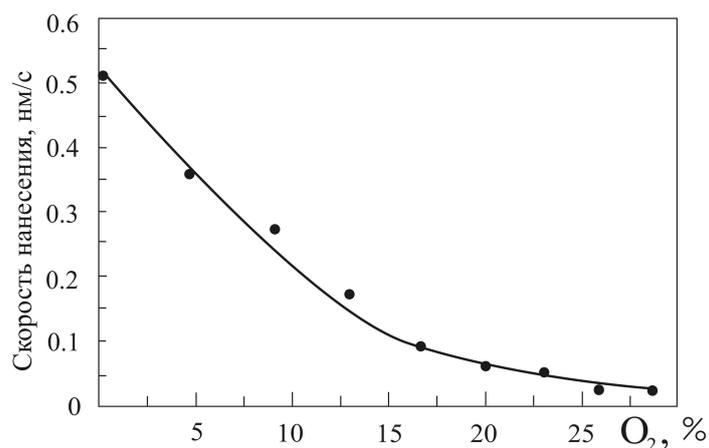


Рис. 2. Зависимость скорости нанесения пленок оксида титана от концентрации кислорода в Ag/O₂ смеси газов

Как видно из рисунка, при распылении в Ag/O₂ смеси газов снижение скорости нанесения составило более 20 раз по сравнению с распылением в Ag. Данное поведение связано с большой разницей коэффициентов распыления титана и оксида титана. Коэффициент распыления Ti при распылении ионами аргона с энергией 300 эВ составляет $Y_{Ti} = 0,3$, а коэффициент распыления оксида титана составляет $Y_{TiO_2} = 0,015$ [12]. Вторым фактором, снижающим скорость распыления, является снижение средней массы бомбардирующей мишень ионов. При распылении в среде Ag/O₂ газов ионы кислорода также участвуют в формировании разряда. Однако их атомная масса меньше, чем у ионов аргона (масса Ag – 40 а.е.м., O₂ – 32 а.е.м.).

Проведены исследования влияния параметров процесса реактивного магнетронного распыления на диэлектрические характеристики пленок оксида титана. Пленки наносились в режиме стабилизации тока разряда $I_t = 1,5$ А при различном содержании кислорода в Ag/O₂ смеси газов. Частотные зависимости диэлектрической проницаемости ϵ и тангенса угла диэлектрических потерь $\text{tg}\phi$ представлены на рис. 3, 4. Установлено, что при низких потоках кислорода нанесенные пленки имели высокую электрическую проводимость. Формирование

диэлектрических пленок наблюдалось при концентрации кислорода более 10 %. Диэлектрическая проницаемость нанесенных пленок практически не зависела от частоты и незначительно снижалась при ее увеличении (рис. 3). При концентрации кислорода 10 % получены пленки с диэлектрической проницаемостью более 80 единиц (рис. 5). Однако данные пленки имели высокие потери на низких (до 1 кГц) и на высоких (более 200 кГц) частотах. В среднем диапазоне частот $\text{tg}\phi$ составлял 0,025–0,028.

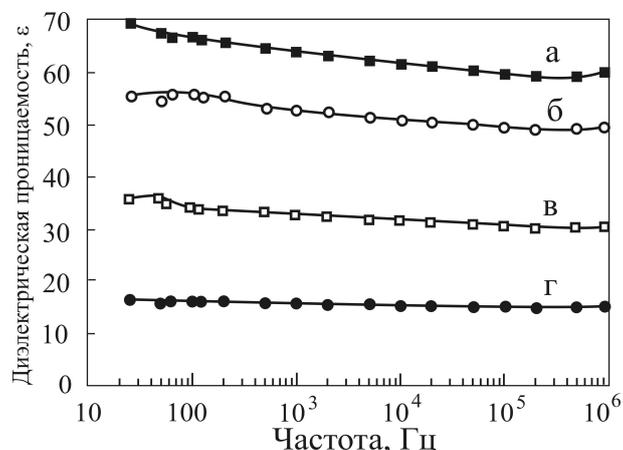


Рис. 3. Частотные зависимости диэлектрической проницаемости пленок оксида титана, нанесенных при различном содержании кислорода в Ag/O₂ смеси газов: а – 13,5 %, б – 16,7 %, в – 20,0 %, г – 26,0 %

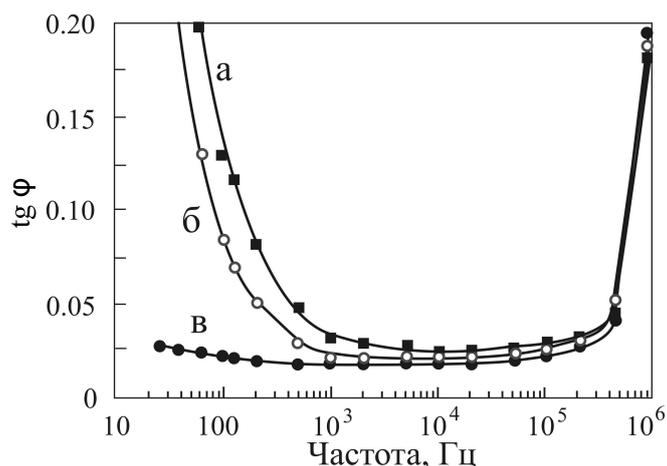


Рис. 4. Частотные зависимости тангенса угла диэлектрических потерь пленок оксида титана, нанесенных при различном содержании кислорода в Ag/O₂ смеси газов: а – 13,5 %, б – 16,7 %, в – 20,0 %, г – 26,0 %

Увеличение концентрации кислорода приводило к снижению ϵ и тангенса угла диэлектрических потерь (рис. 5, 6). При концентрации кислорода 26,0 % диэлектрическая проницаемость пленок составляла около 12 единиц. Для пленок, нанесенных при концентрации кислорода более 17 %, в диапазоне частот от 25 до 200 кГц $\text{tg}\phi$ составлял 0,018–0,025. Однако на высоких частотах (более 200 кГц) значения тангенса угла диэлектрических потерь оставалось высоким ($\text{tg}\phi = 0,18$).

Ширина оптической запрещенной зоны нанесенных пленок определялась по краю собственного поглощения пленок [13]. Для этого были получены спектры оптического пропускания пленок при различном содержании кислорода в Ag/O₂ смеси газов. Установлено, что оптическая ширина запрещенной зоны E_g нанесенных пленок оксида титана изменялась от 3,7 до 3,82 эВ (рис. 7). Максимум E_g достигался при содержании кислорода в Ag/O₂ смеси газов порядка 23 %. Полученные значения ширины запрещенной зоны превышают E_g , сообщаемое для кристаллических фаз оксида титана. Так, ширина запрещенной зоны для анатаза составляет 18 эВ, брукита – 3,27 эВ, рутила – 3,03 эВ. Увеличение E_g по сравнению с кристаллическими фазами оксида титана, по-видимому, связано с аморфной структурой нанесенных пленок.

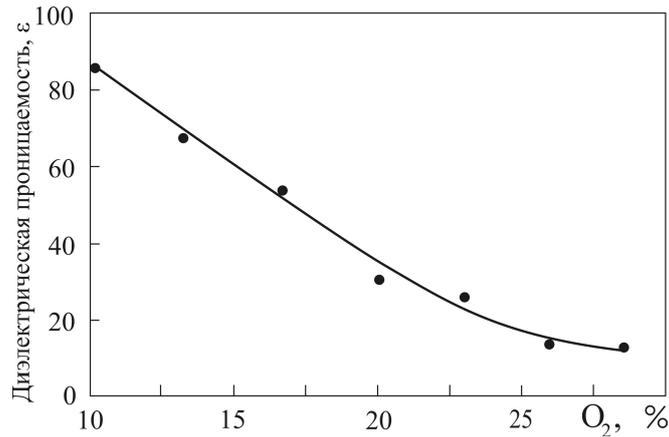


Рис. 5. Зависимости диэлектрической проницаемости пленок оксида титана от содержания кислорода в Ag/O₂ смеси газов

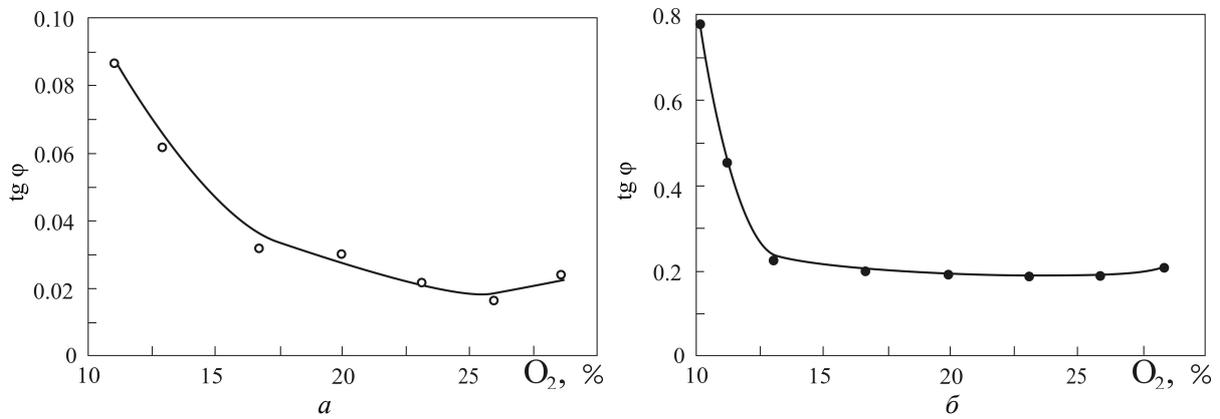


Рис. 6. Зависимости тангенса угла диэлектрических потерь от процентного содержания кислорода в Ag/O₂ смеси газов на частоте 1 кГц (а) и 1 МГц (б)

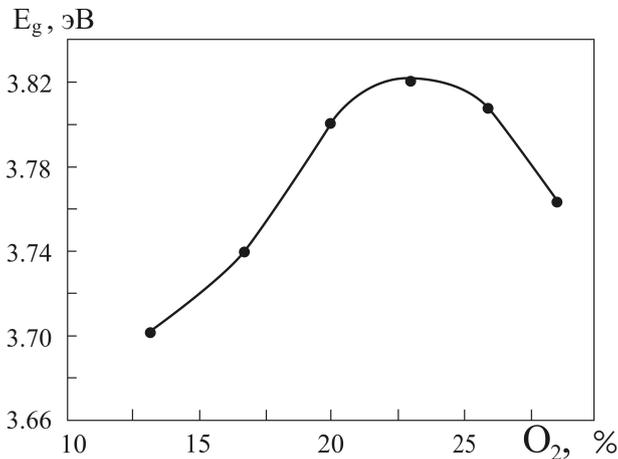


Рис. 7. Зависимость ширины запрещенной зоны пленок оксида титана от процентного содержания кислорода в Ag/O₂ смеси газов

Плотность токов утечки J_L пленок также зависела от концентрации кислорода в Ag/O₂ смеси газов (рис. 8). Для пленок, нанесенных при концентрации кислорода менее 10 %, плотность токов утечки при нулевом смещении составляла 10^{-4} – 10^{-3} А/см² и резко увеличивалась до 10 А/см² при напряженности электрического поля 5×10^5 В/см. При увеличении концентрации кислорода плотность токов утечки при нулевом смещении уменьшалась до 10^{-7} А/см². При этом снижались токи утечки при наложении смещения. При концентрации кислорода 26 % получены пленки оксида титана с плотностью токов утечки менее 1,0 А/см² при напряженности электрического поля $2,0 \times 10^6$ В/см.

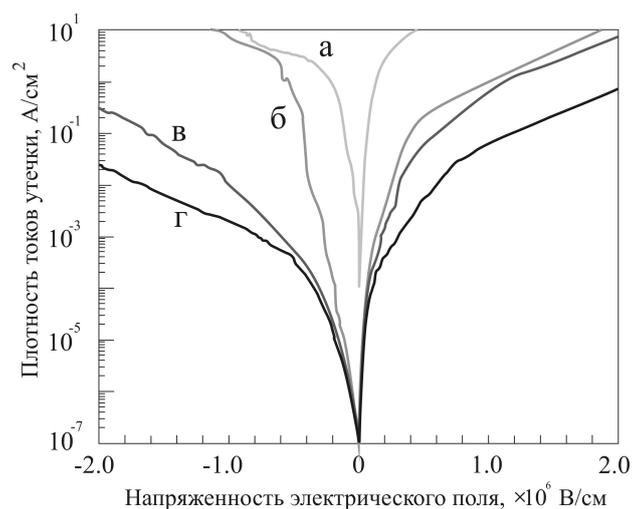


Рис. 8. Зависимость плотности токов утечки от напряженности электрического поля пленок оксида титана, нанесенных при различной концентрации кислорода в Ag/O₂ смеси газов:
 а – 9,1 %, б – 16,7 %, в – 20 %, г – 26 %

Анализ полученных результатов показывает, что диэлектрические характеристики пленок улучшаются при увеличении процентного содержания кислорода, но при этом резко снижается скорость нанесения. Максимальная ширина запрещенной зоны получена при концентрации кислорода в разряде 22–24 %. При данных концентрациях кислорода диэлектрическая проницаемость пленок составляет 20–30 единиц при тангенсе угла диэлектрических потерь 0,02. Отсюда следует, что оптимальный режим нанесения пленок оксида титана, с точки зрения их использования в качестве диэлектрических слоев, находится в диапазоне 22–24 %.

Заключение

Проведены исследования диэлектрических характеристик пленок оксида титана, нанесенных методом реактивного магнетронного распыления. Установлено, что диэлектрические характеристики нанесенных пленок имеют сильную зависимость от концентрации кислорода в Ag/O₂ рабочих газов в процессе нанесения. Пленки с высокими значениями диэлектрической проницаемости ($\epsilon > 80$) формируются при низких концентрациях кислорода. Однако эти пленки характеризуются высокими диэлектрическими потерями и токами утечки. При концентрации кислорода 22–24 % получены пленки с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 20\text{--}30$, тангенсом угла диэлектрических потерь $\text{tg}\varphi = 0,02$, плотностью токов утечки менее $1,0 \text{ А/см}^2$ при напряженности электрического поля $2,0 \times 10^6 \text{ В/см}$ и шириной запрещенной зоны 3,82 эВ.

Исследования выполнены при финансовой поддержке БРФФИ в рамках научного проекта № T18P-092 и РФФИ в рамках научного проекта №18-58-00004 Бел_а.

Список литературы / References

1. Preparation and properties of amorphous TiO₂ thin films by plasma enhanced chemical vapor deposition / W.G. Lee [et al.] // Thin Solid Films. 1994. Vol. 237. P. 105–111.
2. Yeung K.S., Lam Y.W. A simple chemical vapour deposition method for depositing thin TiO₂ films // Thin Solid Films. 1993. Vol. 109. P. 169–178.
3. Investigations of TiO₂ films deposited by different techniques / K. Bange [et al.] // Thin Solid Films. 1991. Vol. 197. P. 279–285.
4. Review and perspective of high-k dielectrics on silicon / S. Hall [et al.] // J. of Telecommunications and Information Technology. 2007. Vol. 2. P. 33–43.
5. Naganuma Y., Tanaka S., Kato C. Preparation of sol-gel derived titanium oxide thin films using vacuum ultraviolet irradiation with a xenon excimer lamp // Jap. J. Appl. Phys. 2004. Vol. 43. P. 6315–6318.
6. Lee Y.H., Chan K.K., Brady M.J. Plasma enhanced chemical vapor deposition of TiO₂ in microwave-radio frequency hybrid plasma reactor // J. Vac. Sci. Technol. 1995. Vol. A 13. P. 596–601.

7. Influence of oxygen pressure on the optical properties of TiO₂ films deposited with IBS ion-assisted technique / C. Zhu [et al.] // J. of Xi'an Technol. University. 2008. Vol. 28, No. 6. P. 511–515.
8. Influence of oxygen on the morphological and structural properties of Ti thin films grown by ion beam-assisted deposition / J.M. Lopez [et al.] // Thin Solid Films. 2001. Vol. 384. P. 69–75.
9. High-k (k = 30) amorphous hafnium oxide films from high rate room temperature deposition / F.M. Li [et al.] // Appl. Phys. Lett. 2011. Vol. 98. P. 252903-1–3.
10. Annealing effects of HfO₂ gate thin films formed by inductively coupled sputtering technique at room temperature / W.J. Choi [et al.] // J. Korean Phys. Soc. 2004. Vol. 45. P. S716–S719.
11. Treichel O., Kirchhoff V. The influence of pulsed magnetron sputtering on topography and crystallinity of TiO₂ films on glass // Surface and Coatings Technology. 2000. Vol. 123. P. 268–272
12. Han Y.H., Jung S.J., Lee J.J. Deposition of TiO₂ Films by reactive Inductively Coupled Plasma assisted DC magnetron sputtering for high crystallinity and high deposition rate // Surf. Coat. Technol. 2007. Vol. 201. P. 5387–5391.
13. Electrical and optical properties of zinc-oxide films deposited by the ion-beam sputtering of an oxide target / A.P. Dostanko [et al.] // Semiconductors. 2014. Vol. 48, No. 9. P. 1242–1247.

Сведения об авторах

Вилья Н., аспирант Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Голосов Д.А., к.т.н., доцент, в.н.с. Центра 9.1 Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Нгуен Т.Д., аспирант Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

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

Information about the authors

Villa N., PG student of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Golosov D.A., PhD, associate professor, senior researcher of Center 9.1 of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Nguyen T.D., PG student of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Address for correspondence

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

УДК 621.396.67

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ДИРЕКТОРНОЙ АНТЕННЫ МЕТОДОМ ИНТЕГРАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ С СОКРАЩЕНИЕМ ЧИСЛА СЕГМЕНТОВ РАЗБИЕНИЯ ПАССИВНЫХ ПРОВОДНИКОВ

Ю.Н. ЕГОРОВ

Военная академия Республики Беларусь, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 4 мая 2019

Аннотация. Выполнено решение тестовой задачи численного электродинамического анализа директорной антенны с использованием математической модели, разработанной на основе интегрального уравнения Поклингтона и метода Крылова–Боголюбова с сокращением числа сегментов разбиения пассивных проводников. Полученные результаты демонстрируют высокую эффективность предложенной модели, обусловленную сочетанием высокой точности решения и экономии вычислительных ресурсов.

Ключевые слова: проволочная антенна, директорная антенна, численный метод.

Abstract. It has been solved the problem task for the numerical electrodynamic analysis of a Yagi-antenna using a mathematical model developed with the Poklington integral equation and the Krylov–Bogolyubov method with a reduction in the number of partitioning segments of passive conductors. The obtained results demonstrate the high efficiency of the proposed model, due to the combination of high accuracy solutions and saving computational resources.

Keywords: wire antenna, director antenna, numerical method.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 123, No. 5, pp. 94-100

Electrodynamic analysis of the director antenna by the method of integral equations with a reduction in the number of partitioning segments of passive conductors

Yu.N. Egorov

DOI: <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-123-5-94-100>

Введение

Важной задачей электродинамики является разработка и совершенствование эффективных методов анализа антенн, обеспечивающих сочетание универсальности по отношению к геометрии излучателя, высокой точности решения и быстродействия процесса моделирования. В этой связи широкое практическое применение находит метод интегральных уравнений (ИУ) [1]. Так, в частности, в работах [2–5] предложена новая методика построения математической модели проволочных антенн на основе ИУ Поклингтона и метода Крылова–Боголюбова с сокращением числа сегментов разбиения пассивных проводников. Эффективность методики успешно подтверждена решением тестовых задач для линейного симметричного вибратора и двухэлементного проволочного излучателя, в связи с чем практический интерес для дальнейшего обобщения представляет изучение ее применимости к более сложным конструкциям проволочных антенн.

Цель данной работы – апробация изложенной в [2–5] методики численного моделирования на примере тестовой задачи электродинамического анализа директорной антенны.

Конструкция и основные радиотехнические параметры антенной системы

В качестве объекта исследования рассмотрена семиэлементная директорная антенна DL6WU для двухметрового любительского диапазона (144–146 МГц) [6]. Устройство антенны представлено на рис. 1. Ее пассивные элементы (рефлектор и директоры) выполнены из проводника диаметром $2r_0 = 4$ мм. Активным элементом служит линейный вибратор диаметром $2r_0 = 12$ мм.

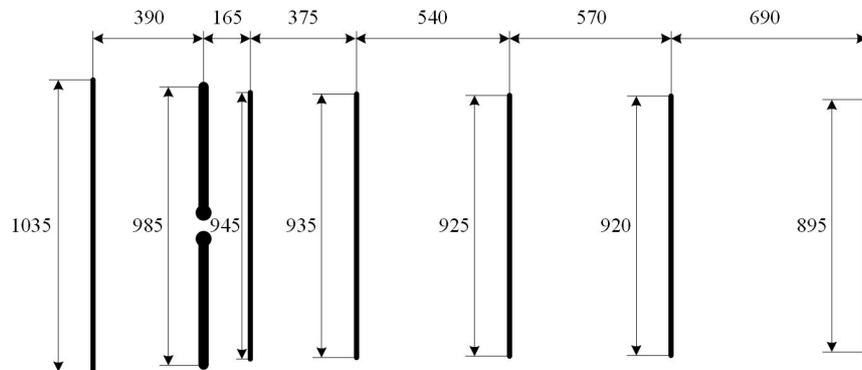


Рис. 1. Устройство семиэлементной директорной антенны DL6WU

Согласно исходным данным антенна имеет следующие электрические параметры: входное сопротивление в рабочем диапазоне частот 50–75 Ом; коэффициент усиления 10,2 дБд; отношение уровней прямого излучения к обратному 16 дБ; ширина ДН в E -плоскости 44° ; ширина ДН в H -плоскости 51° .

Конструкция антенны предусматривает крепление без изоляции всех ее пассивных элементов в сквозных отверстиях металлической траверсы квадратного сечения 15×15 мм. Известно [6–8], что подобный монтаж укорачивает эффективную длину проводников, изменяя их реактивность. По этой причине в геометрии математических моделей учтена поправка к длине пассивных элементов, позволяющая выполнять электродинамический расчет антенны без учета влияния траверсы. Величина поправки определена примерно на основе рекомендаций, изложенных в [6–8], и составляет минус 3,2 мм.

Активный элемент антенны монтируется под траверсой на расстоянии 15 мм от ее оси и крепится через изоляционную прокладку. Благодаря отсутствию гальванического соединения и удалению, равному размеру поперечного сечения траверсы, ее влияние на эффективную длину вибратора значительно ослабевает, полагается пренебрежимо малым [6–8] и поэтому в геометрии моделей не учитывается.

Математическая модель антенны

Математическая модель исследуемой антенны, как указано во введении, основана на ИУ Поклингтона и методе Крылова-Боголюбова, а методика ее реализации подробно изложена в работах [2–5]. В алгоритмах моделирования учтена зеркальная симметрия излучающей системы [1] относительно ее магнитной плоскости, что позволило вдвое сократить размерность системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) и, соответственно, существенно снизить вычислительные затраты. Первичное поле в зазоре возбуждения активного проводника задано с помощью модели δ -генератора, как и в работах [3–5] при исследовании линейного симметричного вибратора и двухэлементного проволочного излучателя.

Расчет характеристик и параметров антенны выполнен с помощью трех сегментных моделей:

1. *Базовая модель* с длиной сегментов $\Delta L = \Delta L_\mu \approx 1,37r_0$ на всех проводниках, отвечающая интервалу сходимости решения по усредненному в диапазоне частот нормированному числу обусловленности СЛАУ [4–5];

2. *Оптимизированная модель* с длиной сегментов $\Delta L_1 \approx 1,37r_0$ на активном излучателе

и $\Delta L_2 \approx opt$ на рефлекторе и директорах, отвечающая интервалу сходимости решения по усредненному в диапазоне частот нормированному числу обусловленности СЛАУ с сокращением числа сегментов на пассивных элементах [5];

3. Типовая модель с длиной сегментов $\Delta L \approx 3,5r_0$, отвечающая интервалу сходимости решения по составляющим входного сопротивления [3–5].

Дополнительная верификация проведена с помощью программы MMANA с исходными параметрами автосегментации [9].

Исследование оптимизированной модели показали, что опубликованная автором в работе [5] методика аналитического расчета оптимальных длин сегментов пассивных проводников излучателя ($\Delta L'_{opt}$) является неточной, в связи с чем выполнена ее доработка.

Уточненные данные определения $\Delta L'_{opt}$, полученные при различных соотношениях длины пассивного проводника и его радиуса ($L/r_0 = 50 \dots 4000$) по критерию наименьшей погрешности решения, представлены на рис. 2 в виде обозначенных маркерами дискретных отсчетов. В целом отмечается плавное увеличение оптимальной длины сегментов на интервале $L/r_0 = 50 \dots 1500$, после которого (при $L/r_0 > 1500$) величина $\Delta L'_{opt}$ практически не изменяется по отношению к радиусу провода и примерно составляет $7,323r_0$. При этом наличие или отсутствие учета симметрии электродинамической системы не имеет влияния на полученный результат.

Регрессия дискретных значений $\Delta L'_{opt}$ выполнена на интервале их изменения $L/r_0 = [50; 1500]$ с помощью полинома 7-й степени:

$$\frac{\Delta L'_{opt}}{r_0} \left(\frac{L}{r_0} \right) = \sum_{i=0}^7 C_i \cdot \left(\frac{L}{r_0} 10^{-3} \right)^i, \quad (1)$$

где $C_0 = 4,30326$; $C_1 = 20,31864$; $C_2 = -75,29788$; $C_3 = 154,77048$; $C_4 = -180,88785$; $C_5 = 119,77222$; $C_6 = -41,79013$; $C_7 = 5,96072$.

График полученной полиномиальной функции (1) в области ее определения представлен на рис. 2 в виде сплошной кривой.

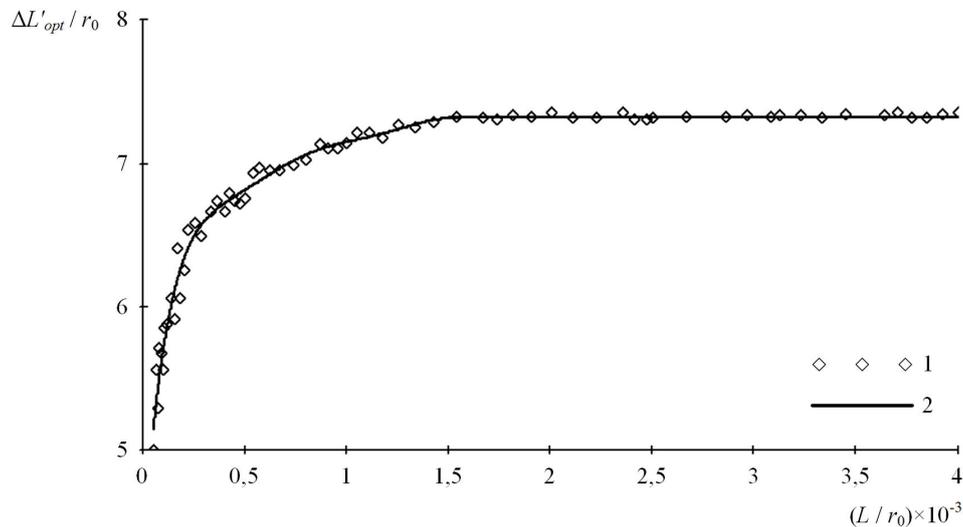


Рис. 2. Оптимальная длина сегментов пассивного проводника (1 – дискретные значения; 2 – регрессия)

Количественная оценка сокращения числа сегментов на пассивном проводнике выполнена в виде

$$\frac{N'_\mu}{N'_{opt}} = \frac{\Delta L'_{opt} \left(\frac{L}{r_0} \right)}{\Delta L_\mu}, \quad (2)$$

где $N'_\mu = L/\Delta L_\mu$ – количество сегментов при исходной длине всех сегментов, взятой на усредненном интервале сходимости усредненного нормированного числа обусловленности СЛАУ; $N'_{opt} = L/\Delta L'_{opt}$ – количество сегментов при оптимальной сегментации.

Данные оценки (2), полученные на интервале значений $L/r_0 = [50;1500]$ при $\Delta L_\mu = 1,37r_0$, показывают, что применение оптимальной сегментации позволяет сократить число сегментов на пассивном проводнике примерно в 3,8 раза при $L/r_0 = 50$ и в 5,3 раза при $L/r_0 \geq 1500$. При этом обеспечивается практически полное повторение результатов решения, полученных на усредненном интервале сходимости по обусловленности СЛАУ.

Анализ результатов моделирования

Результаты моделирования представлены на рис. 3, 4 и в табл. 1. Их анализ однозначно показывает, что преимущество в точности решения имеет базовая модель, использующая критерий сходимости по числу обусловленности СЛАУ. Это подтверждается хорошим сходством полученных с ее помощью характеристик и параметров с исходными данными тестовой задачи, а также с результатами моделирования в программе MMANA.

Таблица 1. Результаты моделирования семиэлементной директорной антенны DL6WU на частоте 144 МГц и в диапазоне частот 144–146 МГц

Параметр	Математическая модель				
	базовая ($\Delta L/r_0 \approx 1,37$)	оптимизированная ($\Delta L/r_0 \approx opt$)	типовая ($\Delta L/r_0 \approx 3,5$)	MMANA	
Входное сопротивление ($R_{вх} + iX_{вх}$), Ом	59,71+12,48i	60,12+13,66i	42,75–5,69i	59,71+10,07i	
Максимальный КНД (D_m), дБд	10,11	10,12	9,52	10,16	
Отношение уровней излучения вперед/назад (F/B), дБ	15,63	15,55	21,33	15,26	
Ширина ДН в E -плоскости ($2\theta_{0,5E}$), градус	44,8	44,8	47,5	44,7	
Ширина ДН в H -плоскости ($2\theta_{0,5H}$), градус	52,7	52,6	57,1	52,4	
Количество сегментов (* – с учетом симметрии)	1088*	268*	426*	277	
Среднее (между максимальным и минимальным) значение $R_{вх}$ в рабочем диапазоне частот (R_{cp}), Ом	66,1	67,1	49,4	64,7	
Относительная погрешность расчета, %	R_{cp}	5,8	7,4	21	3,5
	D_m	2	1,8	14,5	0,9
	F/B	8,2	9,8	241,2	15,7
	$2\theta_{0,5E}$	1,8	1,8	8	1,6
	$2\theta_{0,5H}$	3,3	3,1	12	2,7

Типовая модель, использующая критерий сходимости по составляющим входного сопротивления, характеризуется большой погрешностью расчета всех оцениваемых параметров и сильно уступает в точности базовой модели: в 3,6 раза по среднему значению входного сопротивления в рабочем диапазоне частот, в 7,3 раза по максимальному КНД, примерно в 4 раза по ширине ДН в главных плоскостях и практически в 27 раз по значению отношения уровней излучения вперед/назад.

Оптимизация (увеличение) длины сегментов на пассивных проводниках позволяет сократить общую размерность решаемой задачи на 75 %, однако, в то же время приводит

к изменению решения, что хорошо видно по частотным характеристикам входного сопротивления (рис. 4). Причина этому явлению раскрыта в работе [5] на примере двухэлементного проволочного излучателя и обусловлена объективной невозможностью точного соблюдения требуемых параметров сегментации проводников конечного радиуса. При этом возможная степень несоответствия решения возрастает по мере увеличения радиуса пассивного проводника и сближения с активным элементом.

Исходя из вышесказанного, можно предположить, что наибольший вклад в изменение решения оптимизированной модели вносит ошибка сегментации первого директора, расположенного ближе остальных проводников к активному вибратору. На этом элементе величина $\Delta L''_{opt}$, согласно (1), должна быть равна $6,789r_0$, но ее ближайшее возможное значение в сегментной модели, учитывающей симметрию, составляет $6,727r_0$ и реализуется разбиением одного плеча на 35 одинаковых отрезков. В результате реальная длина сегментов отличается от оптимальной примерно на 0,9 %.

Если же исключить из математической модели учет симметрии для первого директора, то разницу между требуемой и реальной длинами его сегментов можно сократить практически вдвое. В этом случае проводник полной длины разбивается на 69 одинаковых отрезков, длина которых составляет $6,825r_0$ и отличается от оптимальной примерно на 0,5 %.

Результат уменьшения ошибки сегментации первого директора наглядно продемонстрирован на рис. 5 с помощью частотных характеристик составляющих входного сопротивления антенны. Видно, что качество решения в этом случае значительно улучшается, обеспечивая хорошее сходство с характеристиками базовой модели. При этом коэффициент сокращения размерности СЛАУ снижается незначительно и составляет 72 %.

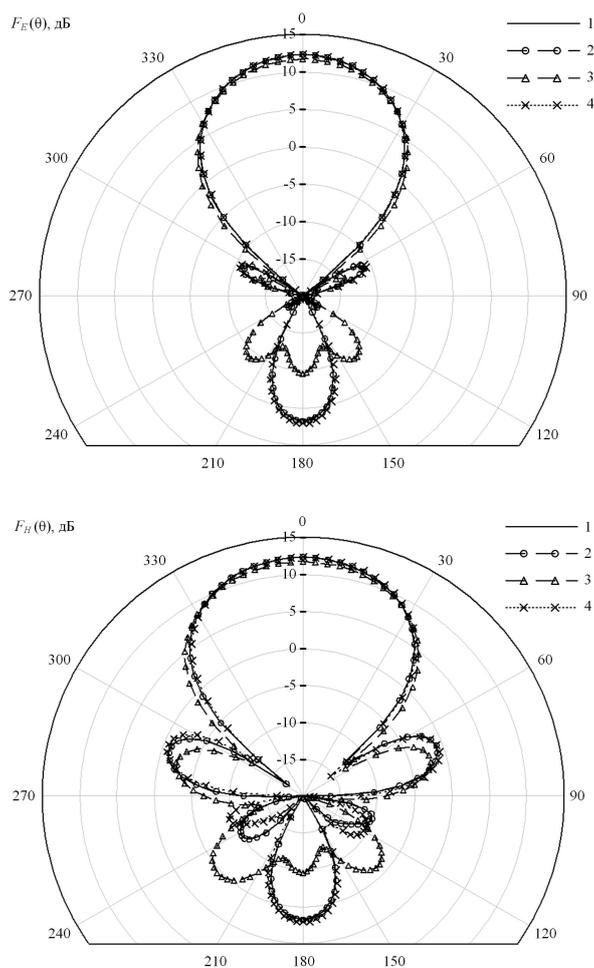


Рис. 3. Плоскостные диаграммы направленности семиэлементной директорной антенны DL6WU (1 – базовая модель ($\Delta L/r_0 \approx 1,37$); 2 – оптимизированная модель ($\Delta L_1/r_0 \approx 1,37$, $\Delta L_2/r_0 \approx opt$); 3 – типовая модель ($\Delta L/r_0 \approx 3,5$); 4 – MMANA)

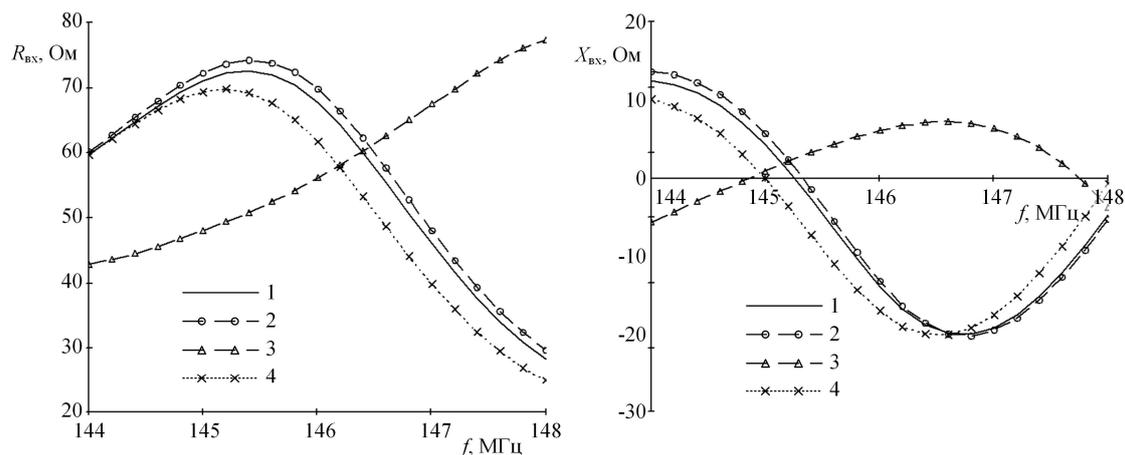


Рис. 4. Частотные характеристики входного сопротивления семиэлементной директорной антенны DL6WU: 1 – базовая модель ($\Delta L/r_0 \approx 1,37$); 2 – оптимизированная модель ($\Delta L_1/r_0 \approx 1,37$, $\Delta L_2/r_0 \approx opt$); 3 – типовая модель ($\Delta L/r_0 \approx 3,5$); 4 – MMANA

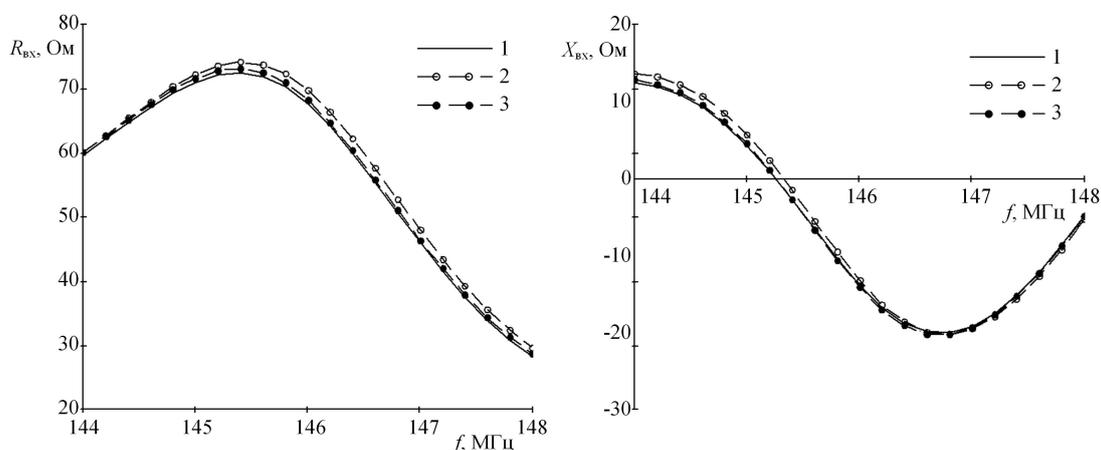


Рис. 5. Частотные характеристики входного сопротивления семиэлементной директорной антенны DL6WU: 1 – базовая модель; 2 – оптимизированная модель; 3 – оптимизированная модель с уменьшенной ошибкой сегментации первого директора

Расширенный анализ типовой математической модели показывает, что выявленные отличия результатов ее решения от тестовых фактически заключаются в смещении расчетных характеристик антенн в область более высоких частот. Так, из рис. 4 видно, что резонансная частота типовой модели превышает резонансную частоту базовой модели примерно на 2,4 МГц. Если учесть это в типовой модели как поправку и выполнить расчет на частоте 146,4 МГц, то его результаты получаются близкими к тестовым и имеют следующие значения: входное сопротивление $60,3 + 7,1i$ Ом; коэффициент усиления 10,12 дБд; отношение уровней прямого излучения к обратному 16,8 дБ; ширина ДН в E -плоскости $44,8^\circ$; ширина ДН в H -плоскости $52,6^\circ$.

Заключение

Рассмотренный пример электродинамического анализа семиэлементной директорной антенны наглядно демонстрирует преимущества оптимизированной математической модели, основанной на методике, изложенной в [2–5]. Используемый в ней критерий устойчивости решения по максимуму усредненного в диапазоне частот числа обусловленности СЛАУ обеспечивает высокую достоверность результатов численного моделирования и более чем в 3 раза повышает точность расчета основных радиотехнических параметров исследуемой антенны в сравнении с критерием сходимости решения по составляющим входного сопротивления.

Посредством разработанного в [5] и уточненного в данной статье метода сокращения числа сегментов на пассивных проводниках оптимизированная модель демонстрирует сочетание высокой точности решения и экономии вычислительных ресурсов. При этом ключевыми факторами, благоприятно влияющими на общее время моделирования, являются существенное уменьшение размерности СЛАУ и отсутствие необходимости проверки решения на сходимость, так как оптимальные параметры сегментации определяются аналитически исходя из геометрии проводников антенны.

Предложенный способ увеличения точности типовой модели с помощью поправки по частоте показывает свою эффективность и открывает новое направление практического применения разработанной методики для оценки достоверности и «калибровки» существующих программ электродинамического анализа и САПР проволочных антенн.

Список литературы

1. Вычислительные методы в электродинамике / Под ред. Р. Митры. М.: Мир, 1977. 485 с.
2. Егоров Ю.Н., Гладейчук В.В. Математическая модель проволочных фрактальных антенн произвольной геометрии // Электроника инфо. 2015. № 6 (120). С. 51–55.
3. Егоров Ю.Н., Гладейчук В.В. Оценка устойчивости численного решения ИУ Поклингтона методом Крылова-Боголюбова // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. 2016. № 2 (51). С. 55–61.
4. Егоров Ю.Н., Гладейчук В.В. Методика численного решения задачи токораспределения для проволочных антенн методом интегральных уравнений // Докл. БГУИР. 2017. № 4 (106). С. 56–61.
5. Егоров Ю.Н., Гладейчук В.В. Методика численного электродинамического анализа двухэлементного проволочного излучателя // Докл. БГУИР. 2018. № 4 (114). С. 71–78.
6. Ротхаммель К., Кришке А. Антенны. Том 2. М.: Данвел, 2007. С. 50–65.
7. Hoch G. Wirkungsweise und optimale Dimensionierung von Yagi-Antenn // UKW-Berichte. 1977. № 1. P. 27–36.
8. Hoch G. Mehr Gewinn mit Yagi-Antenn // UKW-Berichte. 1978. № 1. P. 2–9.
9. Гончаренко И.В. Компьютерное моделирование антенн. Все о программе MMANA. М.: ИП РадиоСофт; журнал «Радио», 2002. 80 с.

References

1. Vychislitel'nye metody v jelektrodinamike / Pod red. R. Mitry. M.: Mir, 1977. 485 s. (in Russ.)
2. Egorov Ju.N., Gladejchuk V.V. Matematicheskaja model' provolochnyh fraktal'nyh antenn proizvol'noj geometrii // Jelektronika info. 2015. № 6 (120). S. 51–55. (in Russ.)
3. Egorov Ju.N., Gladejchuk V.V. Ocenka ustojchivosti chislenogo reshenija IU Poklingtonga metodom Krylova-Bogoljubova // Vestn.Voen. akad. Resp. Belarus'. 2016. № 2 (51). S. 55–61. (in Russ.)
4. Egorov Ju.N., Gladejchuk V.V. Metodika chislenogo reshenija zadachi tokorasprelenija dlja provolochnyh antenn metodom integral'nyh uravnenij // Dokl. BGUIR. 2017. № 4 (106). S. 56–61. (in Russ.)
5. Egorov Ju.N., Gladejchuk V.V. Metodika chislenogo jelektrodinamicheskogo analiza dvuhjelementnogo provolochnogo izluchatelja // Dokl. BGUIR. 2018. № 4 (114). S. 71–78. (in Russ.)
6. Rothammel' K., Krishke A. Antenny. Tom 2. M.: Danvel, 2007. S. 50–65. (in Russ.)
7. Hoch G. Wirkungsweise und optimale Dimensionierung von Yagi-Antenn // UKW-Berichte. 1977. № 1. P. 27–36.
8. Hoch G. Mehr Gewinn mit Yagi-Antenn // UKW-Berichte. 1978. № 1. P. 2–9.
9. Goncharenko I.V. Komp'juternoe modelirovanie antenn. Vse o programme MMANA. M.: IP RadioSoft; zhurnal «Radio», 2002. 80 s. (in Russ.)

Сведения об авторе

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

Information about the author

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

Адрес для корреспонденции

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

Address for correspondence

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

УДК 621.396.96

МЕТОДИКА ВЫБОРА ПАРАМЕТРОВ УСТРОЙСТВА КОРРЕЛЯЦИОННО-ФИЛЬТРОВОЙ ОБРАБОТКИ ШИРОКОПОЛОСНОГО ЛИНЕЙНО-ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА

Е.Н. БУЙЛОВ, С.А. ГОРШКОВ

Военная академия Республики Беларусь, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 29 апреля 2019

Аннотация. Рассмотрены особенности корреляционно-фильтровой обработки широкополосного линейно-частотно-модулированного сигнала с полной частотной демодуляцией. Представлена методика расчета параметров сигналов и спектроанализатора при высокой разрешающей способности по дальности применительно к радиолокационным станциям сопровождения целей различного базирования на малых и средних дистанциях.

Ключевые слова: корреляционно-фильтровая обработка, линейно-частотно-модулированный сигнал, полная частотная демодуляция сигнала.

Abstract. The features of correlation-filter processing of broadband linear-frequency-modulated signal with full frequency demodulation are considered. The method of calculation of parameters of signals and the spectroanalyzer at high resolution on range in relation to radar stations of maintenance of the purposes of various basing on small and medium distances is presented.

Keywords: correlation filter processing, the linearly-frequency-modulated signal, full frequency signal demodulation.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 123, No. 5, pp. 101-108

The selection method of parameters of the device

correlation filter processing of wideband linear-frequency-modulated signal

E.N. Builov, S.A. Gorshkov

DOI: <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-123-5-101-108>

Введение

Методы и техника цифровой обработки позволяют использовать широкополосные сигналы (ШПС) с высоким разрешением по дальности в радиолокационных станциях (РЛС) сопровождения целей на малых дальностях различного базирования [1]. Наибольший интерес вызывают линейно-частотно-модулированные (ЛЧМ) радиоимпульсы ввиду возможности использования корреляционно-фильтровой обработки с полной частотной демодуляцией сигнала. При корреляционной обработке время запаздывания трансформируется в линейный частотный сдвиг. Фильтровая обработка ведется в цифровом спектроанализаторе с помощью, например, дискретного преобразования Фурье в различных по частоте каналах накопления. Энергетические потери при временном рассогласовании минимизируются некоторым увеличением длительности опорного сигнала по сравнению с зондирующим [2–4].

Цель статьи – разработка методики выбора параметров сигналов и спектроанализатора при корреляционно-фильтровой обработке широкополосных ЛЧМ импульсов с полной частотной демодуляцией.

Особенности корреляционно-фильтровой обработки широкополосного ЛЧМ сигнала с полной частотной демодуляцией

В настоящее время для сжатия широкополосных ЛЧМ сигналов с высоким разрешением по дальности зачастую используют корреляционно-фильтровую обработку [2, 5] (рис. 1), на порядки снижающую вычислительные затраты в выбранном дальностном «окне». Для получения дальностного портрета достаточно иметь результаты сжатия импульсов в дискретных точках данного «окна», превышающего размеры цели.

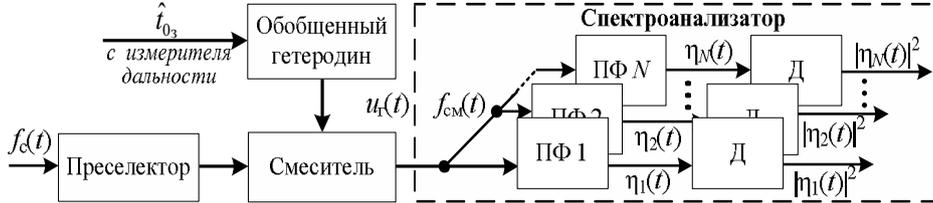


Рис. 1. Структура канала обработки широкополосного ЛЧМ сигнала с полной частотной демодуляцией

В соответствии с полученной экстраполированной оценкой времени задержки \hat{t}_{03} вырабатывается ЛЧМ гетеродинный сигнал $u_r(t)$, обеспечивающий полную частотную демодуляцию принимаемых колебаний на промежуточной частоте ($f_{пч} = f_0 - f_r$, где f_0 и f_r – частота зондирующего и гетеродинного сигналов) $u_r(t) = U_{0r} [t - \hat{t}_{03}] e^{i2\pi f_r t}$, где $U_{0r}(t) = U_a(t) \exp(i\pi \Delta f_{0r} t^2 / T_{0r})$ – закон модуляции гетеродинного сигнала; Δf_{0r} и T_{0r} – его девиация частоты и длительность; $U_a(t)$ – амплитудный закон модуляции.

Скорость изменения частоты гетеродинного колебания $\Delta f_{0r} / T_{0r}$ аналогична этому же параметру для зондирующего сигнала $\Delta f_m / T_0$. Длительность импульса T_0 и ширина спектра Δf_m зондирующего сигнала меньше, чем T_{0r} и Δf_{0r} гетеродинного из-за возможного взаимного временного рассогласования $|t_r - t_3| > 0$. На рис. 2 представлены законы изменения частоты опорного $f_{0r}(t)$ сигнала со временем запаздывания t_3 и отраженного $f_m(t)$ от трех блестящих точек (БТ) цели с временами запаздывания $t_{r1} - t_{r3}$ и частотами Доплера $F_{дс1} - F_{дс3}$.

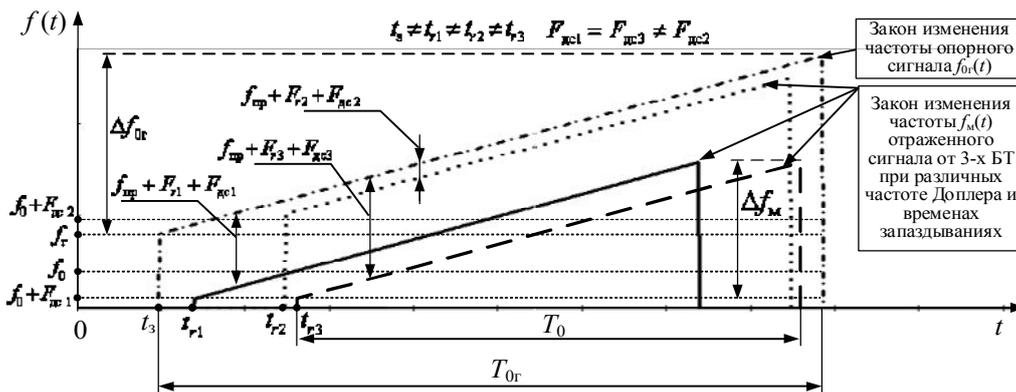


Рис. 2. Закон изменения частоты сигналов от времени при полной демодуляции

Для различных значений $t_{r\chi}$ частота ожидаемого колебания на выходе смесителя $F_{r\chi} = \Delta f_m \cdot 2r_{БТ\chi} / (T_0 c)$ (где $r_{БТ\chi}$ – дальность до χ -й БТ цели, а c – скорость света в вакууме). Выделение колебаний $e^{-i(2\pi F_{r\chi} t - \psi(t))}$ (где $\psi(t)$ – закон фазовой модуляции ЛЧМ сигнала) с различными частотами возможно с помощью спектроанализатора в виде набора полосовых фильтров либо быстрого (дискретного) преобразования Фурье (БПФ или ДПФ).

Расширение сжатых радиоимпульсов по времени вследствие сужения полосы частот после гетеродинирования не ведет к ухудшению разрешающей способности по дальности.

Демодулированные радиоимпульсы приобретают частотный сдвиг, приводящий к дополнительному временному смещению $\Delta\tau_{\text{доп}}$ сигнала спектроанализатора $|\eta(t)|^2$ [2]:

$$\Delta\tau_{\text{доп}} = T_0(F_{r2} - F_{r1})/\Delta f_m \Rightarrow \Delta r_{\text{доп}} = (c/2\Delta f_m)T_0(F_{r2} - F_{r1}).$$

В таком случае полная частотная демодуляция сигнала при одноканальной корреляционно-фильтровой обработке позволяет разрешать элементы цели по дальности. Выходной сигнал спектроанализатора соответствует некоррелированному дальностному радиолокационному портрету (ДРЛП) [2, 6].

Методика выбора параметров радиолокационного спектроанализатора

Методика предусматривает выполнение следующих этапов.

1. *Анализ зависимости ошибок сопровождения целей от дальности.* Известно [7, 8], что в зоне малых дальностей наблюдается рост флуктуационных ошибок измерения координат (дальности и пеленга), вызванного интерференцией отражений от элементов объекта. Кажущийся радиолокационный центр «блуждает» по координатам и параметрам движения цели. Это вызвано влиянием на ее ориентацию турбулентностей атмосферы и изменениями формы объекта, обусловленных наличием отклоняющихся (рули, элероны, закрылки и т. п.) и вращающихся (лопасти винтов или лопатки компрессоров и турбин) поверхностей [9, 10]. Данные ошибки называются собственным «шумом» цели.

«Блуждание» энергетического центра цели приводят к росту флуктуационной ошибки следящего измерения координат, которая определяется в соответствии с выражением $\sigma_{\text{фл.}\alpha}^2 = S_{\text{экв}\alpha} \Delta f_{0\alpha}$, где $\Delta f_{0\alpha}$ – ширина полосы пропускания следящего измерителя; $S_{\text{экв}\alpha}$ – эквивалентная спектральная плотность возмущающего воздействия неточечной цели [9].

На рис. 3 для моноимпульсной РЛС (AN/FPS-16) представлена зависимость угловой ошибки сопровождения объекта от дальности [7, с. 227].

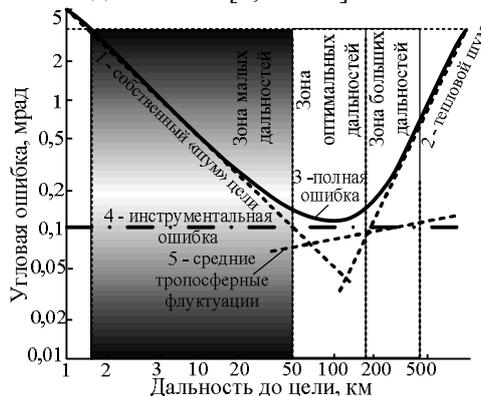


Рис. 3. Зависимость ошибки моноимпульсного сопровождения от дальности ([7], с. 227)

Как видно из рис. 3, только собственный «шум» цели (кривая 1) и тепловые шумы приемника (кривая 2) зависят от дальности. Зависимость полной ошибки автосопровождения (кривая 3) показывает, что преобладающее влияние на точность пеленгации в зоне малых дальностей (от 1 до 50 км) оказывает угловой «шум» цели. На средних (оптимальная зона) дальностях (от 50 до 180 км) угловые ошибки обусловлены флуктуациями амплитуды отраженных сигналов и погрешностями следящей системы. В зоне больших дальностей (от 180 до 450 км) основное влияние на ошибки автосопровождения оказывают внутренние шумы приемника [1, 7]. Инструментальная ошибка (кривая 4) характеризуется суммой составляющих, не зависящих от интенсивности сигнала, динамических характеристик цели, дальности и угла места. Среднее значение тропосферных флуктуаций (кривая 5) зависит от погодных условий.

Теоретические и практические исследования показывают, что угловой «шум» цели может принимать значения $\sigma_{L,\theta} = (0,15...2)l_{ц,\theta}$ (где $l_{ц,\theta}$ – видимый поперечный размер объекта) в зависимости от распределения основных отражающих зон [1]. Граница перехода в область малых дальностей $r_{\text{мд}}$ определяется условием, при котором инструментальная ошибка $\sigma_{\text{и}}$

эквивалентна ошибке, обусловленной влиянием углового «шума» цели $\sigma_{L_{ц.0}}$ (рис. 3) [7]. В этой зоне целесообразно осуществлять сопровождение цели с использованием ШПС: $r_{мд} \sigma_{и} < \sigma_{L_{ц.0}}$, отсюда $r_{мд} = \sigma_{L_{ц.0}} / \sigma_{и} \approx (0,15 \dots 2) l_{ц.0} / \sigma_{и}$.

В дальнейшем рассмотрим данную методику применительно к РЛС сопровождения целей наземных комплексов ближнего действия и малой дальности с дальностью стрельбы пушечным вооружением $r_{ц} = (0,3 - 10)$ км.

2. *Выбор и расчет параметров зондирующего сигнала.* В импульсных РЛС максимальный $T_{п1}$ выбирается исходя из заданной максимальной дальности обнаружения r_{max} :

$$T_{п1} = 2r_{max} / c, \quad (1)$$

При использовании современных твердотельных передатчиков длительность зондирующего ЛЧМ импульса может рассчитываться исходя из требуемого периода повторения $T_{п1}$ и минимально допустимой скважности q в соответствии с выражением (2).

$$T_{01} = T_{п1} / q. \quad (2)$$

Если цель приближается к РЛС, то в определенный момент времени ее дальность может оказаться меньше «слепой», обусловленной запираем приемника на время излучения зондирующего импульса. Во избежание такого события длительность зондирующего импульса должна быть уменьшена до минимума: определяться, например, требуемой минимальной дальностью обнаружения цели r_{min} :

$$T_{02} = 2r_{min} / c, \quad (3)$$

а период повторения выбирать, исходя из допустимой скважности:

$$T_{п2} = T_{02} q. \quad (4)$$

Сравнения с $cT_{п2} / 2$ текущее значение дальности цели, можно проверить выполнение условия однозначности. В противном случае период повторения и длительность зондирующего импульса (с учетом требуемой q) корректируются исходя из $T_{02} < T_{03} < T_{01}$.

Например, для скважности $q=10$ и максимальной дальности до цели $r_{max}=10$ км период повторения (1) и длительность импульса (2) равны:

$$T_{п1} = 2 \cdot 10000 / 3 \cdot 10^8 \approx 70 \text{ мкс}, \text{ а } T_{01} = 70 \cdot 10^{-6} / 10 = 7 \text{ мкс}. \quad (5)$$

При этом слепая дальность, без учета переходных процессов передатчика, равна 1050 м.

Для минимальной заданной дальности сопровождения цели $r_{min}=0,3$ км длительность импульса определяется исходя из выражения расчета слепой зоны [8] для импульсов (3), а период повторения в соответствии с (4):

$$T_{02} = 2r_{цmin} / c = 2 \cdot 300 / 3 \cdot 10^8 = 2 \text{ мкс}, \text{ а } T_{п2} = T_{02} \cdot q = 20 \text{ мкс}. \quad (6)$$

Для систем, содержащих РЛС обзора и сопровождения на одной платформе, период повторения и длительность импульсов выбирают одинаковыми. Это позволяет исключить случай проникновения мощных зондирующих сигналов в каналы приемника. Поэтому методика выбора параметров зондирующего сигнала может отличаться от приведенной выше.

Далее, для рассчитанных параметров зондирующего сигнала необходимо произвести выбор параметров гетеродинного колебания.

3. *Выбор и расчет параметров гетеродинного сигнала.* Длительность гетеродинного сигнала $T_{0г}$ определяется: длительностью зондирующего сигнала T_0 ; радиальной протяженностью цели $\Delta\tau_{ц} = 2L_{rmax} / c$ (где L_{rmax} – максимальный размер объекта) и двух стробов (переднего и заднего) защиты от имитирующих помех $\Delta\tau_{ст} = 2 \cdot 2L_{rmax} / c$; флюктуационной $\sigma_{фл.r}$, динамической $\Delta_{дин.r}$ ошибками измерения дальности и ее экстраполяции $\Delta_{\Sigma r.э/ф}$ [8, 9].

Превышение длительности гетеродинного импульса над зондирующим $\Delta\tau_r$ равно:

$$\Delta\tau_r = \Delta\tau_{ц} + \Delta\tau_{ст} + 2\sqrt{\sigma_{фл.r}^2 + \Delta_{дин.r}^2 + \Delta_{\Sigma r.э/ф}^2} / c. \quad (7)$$

Для целей с максимальным размером $L_{r\max} = 45$ м и значениями ошибок $\sigma_{\text{фл.р}} = 0,5$ м, $\Delta_{\text{дин.р}} = \Delta_{\Sigma\text{р.эф}} = 5,3$ м приращение длительности сигнала гетеродина составит $\Delta\tau_r \approx 1$ мкс. Тогда длительность импульсов гетеродина $T_{0r1} = T_{01} + \Delta\tau_r \approx 8$ мкс и $T_{0r2} = T_{02} + \Delta\tau_r \approx 3$ мкс.

Для полной частотной демодуляции ЛЧМ сигнала крутизна законов изменения частоты df/dt гетеродинного и зондирующего импульсов должна совпадать. Так как $T_{0r} > T_0$, то, следовательно, и $\Delta f_{0r} > \Delta f_m$ на величину T_{0r}/T_0 , т. е. $\Delta f_{0r} = \Delta f_m T_{0r}/T_0$.

Если предположить, что разрешающая способность по дальности Δr для широкополосной РЛС должна в 5–6 раз превосходить минимальный размер цели, то для цели с $L_{r\min} = 3$ м ширина спектра ЛЧМ сигнала $\Delta f_m = 300$ МГц, что соответствует разрешению по дальности $\Delta r = 0,5$ м. Тогда для гетеродинных сигналов $\Delta f_{0r1} \approx 343$ МГц и $\Delta f_{0r2} \approx 450$ МГц.

Таким образом, использование импульса гетеродина с увеличенными длительностью и девиацией частоты (относительно зондирующего импульса) позволяет учитывать влияние различных факторов, приводящих к временному смещению отраженных сигналов.

4. *Определение полосы пропускания одиночного фильтра в полосе анализа.* Полоса пропускания фильтра в полосе анализа после полной частотной демодуляции ЛЧМ сигнала соответствует заданному разрешению по дальности $\Delta r = c/(2\Delta f_m)$ [11]: $\Delta f_r = 2\Delta f_m \Delta r / (cT_0) = 1/T_0$.

Тогда для длительности импульсов, равных 7 и 2 мкс, значения полосы пропускания одиночных фильтров $\Delta f_{r1} = 1/T_{01} = 142,857$ кГц, а $\Delta f_{r2} = 1/T_{02} = 500$ кГц.

5. *Выбор ширины полосы спектроанализатора, интервала временной дискретизации, а также числа временных отсчетов за длительность зондирующего и гетеродинного импульсов.* При полной частотной демодуляции отраженного ЛЧМ сигнала (рис. 2) время запаздывания преобразуется в частотное смещение, которое выделяется в линейке фильтров когерентного накопления (спектроанализатора). В то же время неполная компенсация частоты Доплера сигнала приводит к его частотному смещению без изменения времени запаздывания. Это допускает возможность ложного определения дальности из-за доплеровского смещения частоты отраженного сигнала $\Delta F_{\text{дс}}$ от цели или ее отдельных БТ. С учетом приращения длительности гетеродинного сигнала $\Delta\tau_r$ полоса анализа $\Delta F_{\text{ан}} = \Delta\tau_r \Delta f_m / T_0 + \Delta F_{\text{дс,max}}$.

Для девиации частоты $\Delta f_m = 300$ МГц (соответствует $\Delta r = 0,5$ м), длительности импульса T_0 (выражения (5) и (6)), максимально возможного временного разброса $\Delta\tau_r$ сигнала спектроанализатора (выражение (7)), и учитывая небольшое значение доплеровского сдвига частоты, полоса анализа $\Delta F_{\text{ан1}} = \Delta\tau_r \Delta f_m / T_{01} \approx 42,857$ МГц и $\Delta F_{\text{ан2}} = \Delta\tau_r \Delta f_m / T_{02} \approx 150$ МГц.

Число фильтровых каналов в полосе анализа, соответствующее числу значащих временных отсчетов за длительность зондирующего импульса, равно:

$$N_{\text{ф}} = \Delta F_{\text{ан}} / \Delta f_r \Rightarrow N_{\text{ф1(2)}} = \Delta F_{\text{ан1(2)}} / \Delta f_{r1(2)} = 300. \quad (8)$$

Интервалы дискретизации по времени обратно пропорциональны полосе анализа:

$$\Delta t = 1 / \Delta F_{\text{ан}} \Rightarrow \Delta t_1 = 1 / \Delta F_{\text{ан1}} = 23,3(3) \text{ нс и } \Delta t_2 = 1 / \Delta F_{\text{ан2}} = 6,6(6) \text{ нс.} \quad (9)$$

Данный интервал временной дискретизации обеспечивает однозначное определение частоты в пределах полосы анализа.

Число значащих временных отсчетов за длительность гетеродинного импульса равно:

$$N_r = [T_{0r} / \Delta t] = [T_{0r} F_{\text{ан}}] \Rightarrow N_{r1} = [T_{01} F_{\text{ан1}}] = 343 \text{ и } N_{r2} = [T_{02} F_{\text{ан2}}] = 450, \text{ где } [\cdot] \text{ – операция округления до ближайшего целого числа.}$$

6. *Проведение спектрального анализа с учетом несовпадения длительностей гетеродинного и зондирующего импульсов, а также отклонения времени запаздывания отраженного сигнала от времени задержки.* Ввиду того, что положение демодулированного отраженного сигнала в окне дальности неизвестно, а длительности гетеродинного и зондирующего импульсов отличаются на доли процента [1, с. 428–430], спектральный анализ обычно делают в пределах длительности гетеродинного импульса. Энергетическими потерями

в этом случае пренебрегают. Но если длительности зондирующих и гетеродинных сигналов различаются на десятки процентов, то пренебрегать этими потерями нельзя. В этом случае цифровой спектральный анализ должен выполняться в сигнальном «окне» длительностью T_0 . При этом учитываются смещения зондирующего радиоимпульса по времени запаздывания t_r и по частоте $F_r = \Delta f_M t_r / T_0$ [2, с. 133] с учетом выбранного временного интервала дискретизации (9) и целого числа элементов разрешения по времени запаздывания $\Delta t_r = 2\Delta r / c = 1 / \Delta f_M$, укладываемых в одном временном интервале дискретизации Δt (9): $N_{\Delta t_r} = [\Delta t / \Delta t_r] = [\Delta t \cdot \Delta f_M] = [\Delta f_M / \Delta F_{ан}]$.

Для используемых в предыдущих пунктах примеров

$$N_{\Delta t_{r1}} = [\Delta f_M / \Delta F_{ан1}] = [300 \cdot 10^6 / 42,857 \cdot 10^6] = 7 \text{ и } N_{\Delta t_{r2}} = [\Delta f_M / \Delta F_{ан2}] = [300 \cdot 10^6 / 150 \cdot 10^6] = 2.$$

Таким образом, при каждом определенном временном положении «окна» дальности, например, с помощью операции ДПФ, необходимо получать $N_{\Delta t_r}$ выходных сигналов фильтров. Число таких временных положений $N_{вп}$ определяется разностью числа значащих временных отсчетов за длительность гетеродинного и зондирующего импульсов:

$$N_{вп} = N_{г} - N_{ф} \Rightarrow N_{вп1} = N_{г1} - N_{ф} = 343 - 300 = 43 \text{ и } N_{вп2} = N_{г2} - N_{ф} = 450 - 300 = 150.$$

С учетом числа фильтров (ДПФ), получаемых при каждом определенном положении «окна» дальности $N_{\Delta t_r}$ и числа таких временных положений $N_{вп}$, общее число фильтров $N_{ф}$ определяется выражением (8). В приводимых примерах $N_{ф} = 300$.

Для увеличения числа фильтровых каналов в полосе анализа (увеличения «плотности» их расположения) можно дополнять нулями каждую временную выборку при определенном временном положении «окна» дальности. А для уменьшения уровня боковых лепестков (БЛ) можно использовать весовую обработку (ВО) значащих отсчетов.

На рис. 4 представлен пример ДРЛП цели, состоящего из 10-ти разрешающихся по дальности БТ, полученного при спектральном анализе с помощью ДПФ для дальней (рис. 4, а) и ближней (рис. 4, б) зон. Кривая 1 соответствует портрету с учетом дополнения нулями временной выборки, а кривая 2 – ВО с использованием функции Хэмминга.

Из рис. 4 следует, что полученные ДРЛП имеют 10 ярко выраженных максимумов при использовании импульсов различной длительности (T_{01} (рис. 4, а) и T_{02} (рис. 4, б)). ДРЛП в окне анализа дальней и ближней зон при смене длительности зондирующего импульса не смещается. Как видно из сопоставления рис. 4, а, б, изменяется лишь структура БЛ вследствие различных баз сигналов. Их ВО, например, функцией Хэмминга, позволяет уменьшить уровень БЛ до -40 дБ. В таком случае наблюдается расширение главного лепестка в 1,3 раза при некоторых потерях в отношении сигнал / шум.

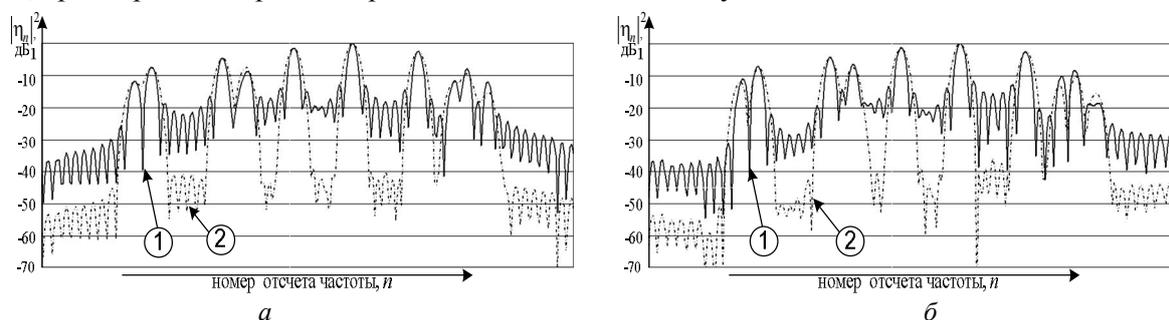


Рис. 4. ДРЛП цели, полученный при спектральном анализе с помощью ДПФ для дальней (а) и ближней (б) зон: кривая 1 – с учетом дополнения нулями временной выборки; кривая 2 – с использованием весовой функции Хэмминга

Таким образом, представленная методика обеспечивает расчет параметров спектроанализатора при корреляционно-фильтровой обработке широкополосного ЛЧМ сигнала произвольной длительности с полной частотной демодуляцией.

Заключение

Разработана методика выбора параметров сигналов и спектроанализатора при корреляционно-фильтровой обработке широкополосного ЛЧМ радиоимпульса с полной частотной демодуляцией при условии, когда $r_{\text{мд}}\sigma_{\text{и}} < \sigma_{L_{\text{ц.о}}}$. Расчет длительности и девиации частоты гетеродинного сигнала (относительно зондирующего) обеспечивается с учетом перекрытия заданного диапазона дальностей и влияния различных факторов, приводящих к временному смещению отраженного импульса.

Цифровой спектральный анализ (ДПФ или иные алгоритмы), выполняемый в сигнальном «окне» длительностью T_0 , позволяет разрешать элементы цели по дальности. Выходной сигнал спектроанализатора соответствует некоррелированному ДРЛП. Детализация портрета обеспечивается дополнением временной выборки нулями, а уменьшение уровня БЛ – ВО отсчетов. Использование быстрого преобразования Фурье исключается, так как оно возможно лишь при равенстве чисел входных и выходных отсчетов.

Список литературы

1. Сколник М.И. Справочник по радиолокации: в 2 кн. / Под ред. М.И. Сколника. М: Техносфера, 2014. Кн. 1. 672 с.
2. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
3. Гомозов В.И. Теория и техника формирования сложных СВЧ сигналов с высокой скоростью угловой модуляции для радиотехнических систем. Харьков: Издатель Шуст А.И., 2002. 398 с.
4. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. Теория и применение. М.: Сов. радио, 1971. 568 с.
5. Ширман Я.Д. Теоретические основы радиолокации. М.: Изд-во «ВИРТА», 1984. 410 с.
6. Охрименко А.Е. Основы извлечения, обработки и передачи информации. Ч.3. Распознавание-различные сигналов. Минск, 1995. 63 с.
7. Бартон Д., Вард Г. Справочник по радиолокационным измерителям. М.: Сов. радио, 1976. 392 с.
8. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Ч.1 Основы радиолокации. М.: Военное издательство, 1983. 456 с.
9. Охрименко А.Е. Основы обработки и передачи информации. Минск, 1990. 180 с.
10. Бартон Д. Радиолокационные системы. М.: Воен. изд-во, 1967. 480 с.
11. Бакулев П.А., Сосновский А.А. Радионавигационные системы. М.: Радиотехника, 2011. 272 с.

References

1. Skolnik M.I. Spravochnik po radiolokacii: v 2 kn. / Pod red. M.I. Skolnika. M: Tehnosfera, 2014. Kn. 1. 672 s. (in Russ.)
2. Shirman Ja.D., Manzhos V.N. Teorija i tehnika obrabotki radiolokacionnoj informacii na fone pomeh. M.: Radio i svjaz', 1981. 416 s. (in Russ.)
3. Gomozov V.I. Teorija i tehnika formirovanija slozhnyh SVCh signalov s vysokoj skorost'ju uglovoj moduljacii dlja radiotehnicheskijh sistem. Har'kov: Izdatel' Shust A.I., 2002. 398 s. (in Russ.)
4. Kuk Ch., Bernfel'd M. Radiolokacionnye signaly. Teorija i primenenie. M.: Sov. radio, 1971. 568 s. (in Russ.)
5. Shirman Ja.D. Teoreticheskie osnovy radiolokacii. M.: Izd-vo «VIRTA», 1984. 410 s. (in Russ.)
6. Ohrimenko A.E. Osnovy izvlechenija, obrabotki i peredachi informacii. Ch.3. Raspoznvanie-razlichie signalov. Minsk, 1995. 63 s. (in Russ.)
7. Barton D., Vard G. Spravochnik po radiolokacionnym izmeriteljam. M.: Sov. radio, 1976. 392 s. (in Russ.)
8. Ohrimenko A.E. Osnovy radiolokacii i radiojelektronnaja bor'ba. Ch.1 Osnovy radiolokacii. M.: Voennoe izdatel'stvo, 1983. 456 s. (in Russ.)
9. Ohrimenko A.E. Osnovy obrabotki i peredachi informacii. Minsk, 1990. 180 s. (in Russ.)
10. Barton D. Radiolokacionnye sistemy. M.: Voen. izd-vo, 1967. 480 s. (in Russ.)
11. Bakulev P.A., Sosnovskij A.A. Radionavigacionnye sistemy. M.: Radiotehnika, 2011. 272 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

Буйлов Е.Н., научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории кафедры автоматики, радиолокации и приемо-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь.

Горшков С.А., к.т.н., доцент, профессор кафедры автоматики, радиолокации и приемо-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь.

Адрес для корреспонденции

220057, Республика Беларусь,
г. Минск, пр. Независимости, 220,
Военная академия Республики Беларусь
тел. +375-29-852-99-82;
e-mail: lerka.by@mail
Буйлов Евгений Николаевич

Information about the authors

Builov E.N., The scientific employee of research laboratory the department of automatics, radiolocation and transceivers devices Military academy of the Republic of Belarus.

Gorhkov S.A., PhD, assistant professor, professor of the department of automatics, radiolocation and transceivers devices Military academy of the Republic of Belarus.

Address for correspondence

220057, Republic of Belarus,
Minsk, Nezavisimosti ave., 220,
Military academy of the Republic of Belarus
tel. +375-29-852-99-82;
e-mail: lerka.by@mail
Builov Evgeniy Nicolaevich