

Севастопольский государственный университет

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ и РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

Infocommunications
and Radio Technologies

2019
Том 2
№ 4

2019
Vol. 2
No. 4

Sevastopol

Почетный главный редактор

Президент РНТОРЭС им. А. С. Попова, академик РАН ГУЛЯЕВ Ю. В.

Главный редактор

д. т. н., проф. ГИМПЛЕВИЧ Ю. Б. (СевГУ, Севастополь, Россия)

Редакционная коллегия

д. ф.-м. н., проф. АБРАМОВ И. И. (БГУИР, Минск, Беларусь)

д. ф.-м. н. ВОЛЬВАЧ А. Е. (КрАО, Крым, Россия)

д. т. н., проф. ГРОМОВ Д. В. (МИФИ, Москва, Россия)

к. т. н. ЕРМОЛОВ П. П. (СевГУ, Севастополь, Россия — зам. главного редактора)

д. т. н., проф. ИВАНОВ В. Э. (УрФУ, Екатеринбург, Россия)

д. ф.-м. н., проф. КАЛОШИН В. А. (ИРЭ РАН, Москва, Россия)

д. ф.-м. н., проф. ЛЕРЕР А. М. (ЮФУ, Ростов-на-Дону, Россия)

д. ф.-м. н., проф. МАГДА И. И. (ННЦ «ХФТИ», Харьков, Украина)

д. т. н., проф. НОСКОВ В. Я. (УрФУ, Екатеринбург, Россия)

д. ф.-м. н. ОБУХОВ И. А. (НПП «Синергетика», Москва, Россия)

д. т. н., проф. ПЕСТРИКОВ В. М. (СПбГИКиТ, Санкт-Петербург, Россия)

д. т. н., проф. ПЕСТРЯКОВ А. В. (МТУСИ, Москва, Россия)

д. ф.-м. н., проф. КУРАЕВ А. А. (БГУИР, Минск, Беларусь)

д. т. н., проф. СМОЛЬСКИЙ С. М. (МЭИ, Москва, Россия)

д. т. н., проф. СОВЛУКОВ А. С. (ИПУ РАН, Москва, Россия)

д. ф.-м. н., проф. СТАРОСТЕНКО В. В. (КФУ, Симферополь, Россия)

д. т. н., проф. ШИРОКОВ И. Б. (СевГУ, Севастополь, Россия)

Международный редакционный совет

д. т. н., проф. АФОНИН И. Л. (СевГУ, Севастополь, Россия)

д. ф.-м. н., проф. БОГУШ В. А. (БГУИР, Минск, Беларусь)

проф. ИЛЬЧЕВ С. Д. (Durban University of Technology, South Africa)

проф. KARMAKAR Н. Ч. (Monash University, Australia)

д. т. н., проф. КНЯЗЕВ С. Т. (УрФУ, Екатеринбург, Россия)

д. п. н. НЕЧАЕВ В. Д. (СевГУ, Севастополь, Россия)

д. т. н., проф. НОВИКОВ В. В. (ЧВВМУ им. П. С. Нахимова, Севастополь, Россия)

Заведующая редакцией: *В. П. Коломийченко*

Сайт журнала: icrtjournal.com

Подписано к печати 16.01.2020

Формат 64×90/16. Усл. печ. л. 8,40. Уч.-изд. л. 8,3. Тираж 300 экз.

Адрес редакции: ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053

Адрес для переписки: а/я 63, Севастополь, 299053

Тел. +7 (978) 745-27-51, e-mail: icrt.mail@gmail.com

Свидетельство о регистрации ПИ № ФС77-64134 от 25.12.2015

Отпечатано в типогр. Printex

ул. Кулакова, 59а, Севастополь, 299011. Тел.: +7 8692 464 744, +7 8692 455 678

Honorary Chief Editor

President of RNTORES n. a. A. S. Popov, Academician of RAS GULYAEV Yu. V.

Editor in Chief

D.Sc., Prof. GIMPILEVICH Yu. B. (SevSU, Sevastopol, Russia)

Editorial Board

- D.Sc., Prof. ABRAMOV I. I. (BSUIR, Minsk, Belarus)
D.Sc. VOLVACH A. Ye. (CrAO, Crimea, Russia)
D.Sc., Prof. GROMOV D. V. (MEPhI, Moscow, Russia)
C.Sc. YERMOLOV P. P. (SevSU, Sevastopol, Russia – Deputy Editor in Chief)
D.Sc., Prof. IVANOV V. E. (UrFU, Ekaterinburg, Russia)
D.Sc., Prof. KALOSHIN V. A. (IRE of RAS, Moscow, Russia)
D.Sc., Prof. LERER A. M. (SFU, Rostov-on-Don, Russia)
D.Sc., Prof. MAGDA I. I. (KhIPT, Kharkov, Ukraine)
D.Sc., Prof. NOSKOV V. Ya. (UrFU, Ekaterinburg, Russia)
D.Sc. OBUKHOV I. A. (Sinergetika Ltd., Moscow, Russia)
D.Sc., Prof. PESTRIKOV V. M. (SPbSUFT, Saint-Petersburg, Russia)
D.Sc., Prof. PESTRYAKOV A. V. (MTUSI, Moscow, Russia)
D.Sc., Prof. KURAYEV A. A. (BSUIR, Minsk, Belarus)
D.Sc., Prof. SMOLSKIY S. M. (MEI, Moscow, Russia)
D.Sc., Prof. SOVLUKOV A. S. (ICS of RAS, Moscow, Russia)
D.Sc., Prof. STAROSTENKO V. V. (CrFU, Simferopol, Russia)
D.Sc., Prof. SHIROKOV I. B. (SevSU, Sevastopol, Russia)

International Editorial Council

- D.Sc., Prof. AFONIN I. L. (SevSU, Sevastopol, Russia)
D.Sc., Prof. BOGUSH V. A. (BSUIR, Minsk, Belarus)
Prof. ILCEV D. S. (Durban University of Technology, South Africa)
Prof. KARMAKAR N. Ch. (Monash University, Victoria, Australia)
D.Sc., Prof. KNYAZEV S. T. (UrFU, Ekaterinburg, Russia)
D.Sc. NECHAYEV V. D. (SevSU, Sevastopol, Russia)
D.Sc., Prof. NOVIKOV V. V. (P. S. Nakhimov ChHNS, Sevastopol, Russia)

Head of Editorial Board: *V. P. Kolomiychenko*

Address:

Sevastopol State University
33, Universitetskaya Str., Sevastopol, 299053, Russian Federation
E-mail: icrt.mail@gmail.com
Website: icrtjournal.com

Содержание — Contents

Физика (01.04.00) — Physics

- Ловшенко И. Ю., Стемпицкий В. Р., Шандарович В. Т.** Экстракция параметров компактных моделей элементной базы интегральных микросхем специального назначения456
- I. Yu. Lovshenko, V. R. Stempitsky, and V. T. Shandarovich,** Extraction parameters of the compact model of hardware components IC chip special purpose456
- Ловшенко И. Ю., Стемпицкий В. Р., Шандарович В. Т.** Физико-топологическая модель полевого транзистора, учитывающая деградацию эксплуатационных характеристик при влиянии ионизирующего излучения
- I. Yu. Lovshenko, V. R. Stempitsky, and V. T. Shandarovich,** Physic-topological model of a field effect transistor, taking into account the degradation of operational characteristics under the influence of ionizing radiation 466

Радиотехника и связь (05.12.00) — Radio engineering and communication

- Потапов А. А.** Избранные результаты теоретических и экспериментальных 40-летних исследований текстур, фракталов, дробных операторов и эффектов скейлинга для решения задач радиофизики и радиоэлектроники. Часть 2. Фрактально-скейлинговая радиолокация и новые информационные технологии
- A. A. Potapov,** Selected results of theoretical and experimental 40 years research of textures, fractals, fractional operators and scaling effects for solving problems of radio physics and radio electronics. Part 2. Fractal-and-scaling radio location and new information technologies 476
- Аджемов А. С., Кудряшова А. Ю.** Использование модели зрительной системы человека для оптимизации параметров передачи изображения
- A. S. Adzhemov and A. Y. Kudryashova,** Using the human visual system model to optimize image transmission parameters 489
- Волчков В. П., Санников В. Г.** Синтез комплексных дуальных фреймов Вейля — Гейзенберга для спектрального анализа нестационарных сигналов
- V. P. Volchkov and V. G. Sannikov,** Synthesis of complex dual frames Weil–Heisenberg for spectral analysis of non-stationary signals 503
- Трушкин А. Н.** Микроволновый метод измерения влажности зерна
- A. N. Trushkin,** Microwave method for measuring grain moisture515
- Белоусов А. А.** Особенности проектирования многоканальных СВЧ устройств миллиметрового диапазона
- A. A. Belousov,** Design features of multi-channel millimeter-wave microwave devices 522
- Щербинин А. Д., Белов Л. А., Кондрашов А. С.** Анализ интермодуляционных искажений сложного радиосигнала в радиофотонной линии передачи
- A. D. Shcherbinin, L. A. Belov, and A. S. Kondrashov,** Analysis of intermodulation distortion of a complex radio signal in a radio photon transmission line 528
- Посный О. А., Долгушев С. В., Посная Е. А.** Малошумящий перестраиваемый узкополосный полосно-пропускающий фильтр, построенный на основе совместного использования дискретных конденсаторов переменной емкости и дискретных катушек переменной индуктивности
- O. A. Posnyi, S. V. Dolgushev, and E. A. Posnaya,** Low-noise tunable narrow bandpass filter designed based on combined use of discrete variable capacitor and discrete variable inductor 539

История науки и техники (07.00.10) — History of science and technology

- Золотинкина Л. И., Партала М. А.** Некоторые проблемные вопросы истории зарождения и развития радиотехники и их разработка в Мемориальном музее А. С. Попова СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
- L. I. Zolotinkina and M. A. Partala,** The certain problematic issues of the origin and development of radio engineering studied within the Memorial Museum of A. S. Popov of the Saint Petersburg Electrotechnical University (LETI) 547
- Пестриков В. М.** Открытие колебательного эффекта искрового разряда
- V. M. Pestrikov,** Discovery of the oscillatory effect of a spark discharge560

УДК 621.382

Экстракция параметров компактных моделей элементной базы интегральных микросхем специального назначения

Ловшенко И. Ю., Стемпицкий В. Р., Шандарович В. Т.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, Минск, 220013, Республика Беларусь
lovshenko@bsuir.by*

Получено: 11 ноября 2019 г.

Отрецензировано: 13 декабря 2019 г.

Принято к публикации: 16 декабря 2019 г.

Аннотация: *Представлены результаты применения процедуры экстракции параметров моделей МОП-транзистора и полевого транзистора с управляющим р–п-переходом, учитывающих воздействие радиационного излучения. Показано, что учет только части параметров, обладающих наибольшей чувствительностью к воздействию радиации, позволил сократить время проведения экстракции и упростить математические выражения, применяемые для расчета параметров.*

Ключевые слова: *радиационная стойкость, ионизирующее излучение, приборно-техническое моделирование, САПР, SPICE, модель, экстракция.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Ловшенко И. Ю., Стемпицкий В. Р., Шандарович В. Т. Экстракция параметров компактных моделей элементной базы интегральных микросхем специального назначения // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2019. Т. 2, № 4. С. 456—465.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Ловшенко, И. Ю. Экстракция параметров компактных моделей элементной базы интегральных микросхем специального назначения / И. Ю. Ловшенко, В. Р. Стемпицкий, В. Т. Шандарович // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2019. — Т. 2, № 4. — С. 456—465.

Extraction parameters of the compact model of hardware components IC chip special purpose

I. Yu. Lovshenko, V. R. Stempitsky, and V. T. Shandarovich
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics
6, P. Brovki Str., Minsk, 220013, Belarus
lovshenko@bsuir.by

Received: November 11, 2019
Peer-reviewed: December 13, 2019
Accepted: December 16, 2019

Abstract: *The results of applying the procedure for extracting parameters models of MOS transistor and a field effect transistor with a p-n-junction, taking into account the effect of radiation, are presented. It is shown that taking into account only a part of the parameters with the highest sensitivity to radiation, allowed to reducing the time of extraction and simplify the mathematical expressions used to calculate the parameters.*

Keywords: *hardness, ionizing radiation, instrumentation modeling, CAD, SPICE, model, extraction.*

For citation (IEEE): I. Yu. Lovshenko et al. "Extraction parameters of the compact model of hardware components IC chip special purpose," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 4, pp. 456–465, 2019. (In Russ.).

1. Введение

Применение компьютерного моделирования позволяет сократить сроки разработки и повысить эксплуатационные характеристики стойких к специальным воздействующим факторам интегральных микросхем (ИМС). Одной из важнейших задач при использовании компьютерного моделирования эксплуатационных характеристик электронной компонентной базы (ЭКБ) специального назначения является создание математических моделей, учитывающих влияние стационарных видов и импульсных излучений, в том числе и тяжелых заряженных частиц. Основные требования, предъявляемые к этим моделям, является адекватность их физического описания и достаточная точность, так как от этого зависит достоверность приборно-технологического и схемотехнического проектирования. В применяемых в промышленности системах приборно-технологического моделирования используются встроенные модели учета радиационных эффектов с рядом существенных ограничений, либо учитывается влияние только одного стационарного вида радиации, либо используются обобщенные модели иони-

зационных и структурных эффектов, но не учитывающие специфики структур современных полупроводниковых приборов (ПП) и ИМС. Таким образом, задача разработки моделей полупроводниковых приборов и элементов ИМС, учитывающих влияние специальных воздействующих факторов, и методики экстракции их параметров продолжает оставаться актуальной.

2. Анализ компактных моделей и методик экстракции их параметров

Компактные модели, или модели в виде эквивалентных схем (ЭС), на сегодняшний момент составляют большую часть из моделей, представленных в САПР [1]. При разработке компактной модели приходится преодолевать противоречие между ее точностью и быстродействием. Компактные модели делятся на физические и формальные; некоторые исследователи выделяют в отдельный класс табличные модели.

Традиционно учет радиационных эффектов осуществляется с использованием двух подходов: введение зависимостей параметров SPICE-модели транзистора от различных видов доз; а также создание электрических (компактных) моделей полупроводниковых приборов, в эквивалентные схемы которых вводятся дополнительные элементы, зависящие от поглощенной дозы или интегрального потока [2].

Общая процедура экстракции параметров SPICE-моделей МОП-транзисторов с учетом воздействия стационарного радиационного излучения заключается в выполнении следующих этапов: определение параметров модели в нормальных условиях; определение наиболее радиационно-зависимых параметров модели; определение только выбранных параметров для каждой полученной дозы с последующей аппроксимацией гладкими функциями их зависимостей; введение полученных функций в SPICE-модель [3]. В [4] представлена процедура экстракции параметров модели BSIMSOI-RAD для КНИ/КНС МОП, которая в полной мере соответствует общей методике, описанной выше. Для устройств, изготовленных по КМОП-технологии, характерен большой набор геометрических размеров затвора, которые могут быть использованы проектировщиком. Поскольку геометрия устройств оказывает значительное влияние на чувствительность к излучению, параметры транзистора в моделях экспериментально идентифицируются для разных доз и геометрических размеров. Основной проблемой в этом методе является правильное извлечение параметров модели устройств, которые были измерены в эксперименте. Перед воздействием излучения параметры модели известны для различных вариаций техпроцесса. Отклонение электрических характеристик или па-

раметров модели для партии образцов, облученных и измеренных в дискретных дозах, можно интерполировать для разных доз и экстраполировать на разные варианты технологии, если время и бюджет не позволяют проводить компании дополнительные эксперименты [5].

Таким образом, можно сделать вывод, что получение адекватных результатов при построении моделей полупроводниковых приборов требует большого набора натуральных экспериментов, что непосредственно сказывается на стоимости и длительности разработки новых изделий микроэлектроники.

3. Результаты

Разработанные модели полупроводниковых приборов и ИМС специального назначения основаны на стандартных моделях [6, 7] и включают блоки, которые позволяют определить поправочные коэффициенты для наиболее подверженных изменениям при воздействии радиационного излучения параметров. В качестве примера рассмотрим стратегию экстракции для модели МОП-транзистора (базовая модель — BSIM4).

Для учета влияния воздействия ионизирующего излучения на электрические характеристики транзистора в модель введены дополнительные группы параметров с соответствующими коэффициентами, которые рассчитываются по аппроксимационным зависимостям, получаемым при анализе результатов экстракции параметров модели для приборных структур, подверженных влиянию ионизирующего излучения (в результате натурального или компьютерного эксперимента).

Блок-схема получения аппроксимационных зависимостей и значений параметров модели МОП-транзистора в укрупненном виде показана на рис. 2.

Для получения значений параметров модели BSIM4 проведена процедура экстракции SPICE-параметров с применением локальной оптимизации, основанная на физическом понимании модели. Некоторые этапы процедуры экстракции, выделенные разработчиками модели BSIM4 и характеризующиеся одинаковыми условиями проведения, были объединены для достижения лучших результатов оптимизации параметров модели. Некоторые из параметров модели BSIM4 определяются на этапе проектирования технологического процесса изготовления: толщина подзатворного диэлектрика и его диэлектрическая проницаемость (*TOXE*, *TOXP*, *DTOX* или *EPSROX*); концентрация легирующей примеси в канале (*NDEP*); температура (*TNOM*); длина и ширина канала по фотошаблону (*L*, *W*); глубина залегания *p-n*-переходов (*XJ*). Экстракция параметров модели BSIM4 для

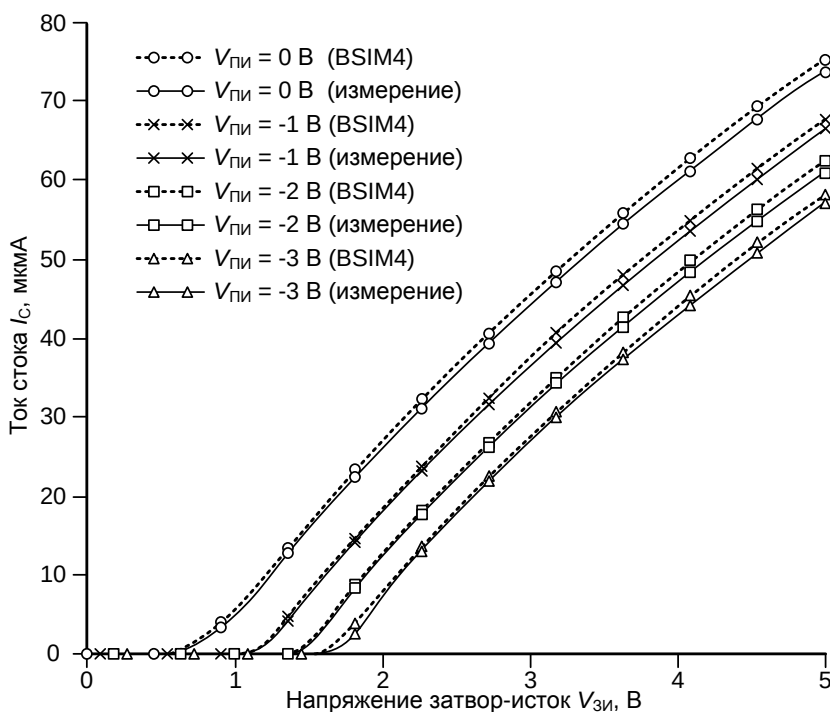


Рис. 2. Сравнение результатов моделирования характеристик МОП-транзисторов, рассчитанных на основе экстрагированного набора параметров модели BSIM4, с данными экспериментальных измерений (без учета специальных воздействующих факторов, $V_{си} = 0,1$ В).

Fig. 2. Comparison results of modeling the characteristics of MOS transistors calculated on the basis of the extracted set of parameters BSIM4 model with experimental measurement data (excluding special influencing factors, $V_{ds} = 0,1$ V)

ВАЗ, полученные с использованием экстрагированных значений параметров модели BSIM4, соответствуют результатам приборно-технологического моделирования. Относительная погрешность схемотехнического моделирования с использованием экстрагированного набора параметров в сравнении с экспериментальными данными составила не более 6,05 %.

В связи с тем, что при экстракции параметров модели BSIM4 приборной структуры МОП-транзистора, подверженного воздействию ионизирующего излучения, изменению подвергались только некоторые из них, то предложено упрощение процедуры экстракции (табл. 1). Определены параметры модели с учетом принятого упрощения для рентгеновского и нуклидного ^{60}Co источников при вариации значений полной поглощенной

дозы и мощности ионизирующего излучения, длины и ширины канала МОП-транзистора. Во всех случаях ВАХ, полученные с использованием экстрагированных значений параметров модели BSIM4, соответствуют результатам приборно-технологического моделирования (максимальная ошибка составляет 33 % для длины канала 2 мкм, средняя ошибка не превышает значения 10 %), что свидетельствует об эффективности исследуемой методики экстракции и внесенных усовершенствований.

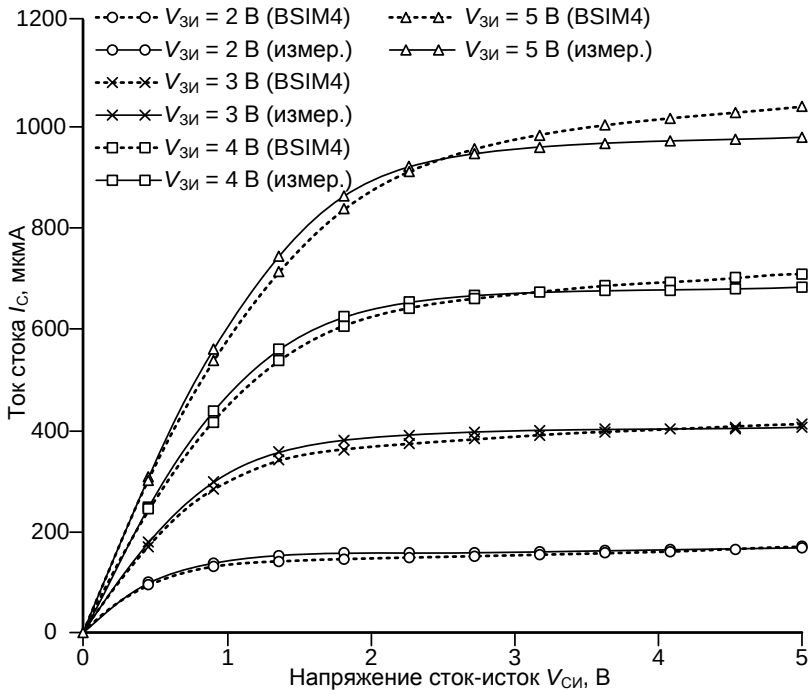


Рис. 3. Сравнение результатов моделирования характеристик МОП-транзисторов, рассчитанных на основе экстрагированного набора параметров модели BSIM4, с данными экспериментальных измерений (без учета специальных воздействующих факторов, $V_{DS} = 0$ В)

Fig. 3. Comparison results of modeling the characteristics of MOS transistors calculated on the basis of the extracted set of parameters BSIM4 model with experimental measurement data (excluding special influencing factors, $V_{DS} = 0$ V)

С применением описанной выше методики также определены аппроксимационные зависимости параметров модели полевого транзистора с управляющим р-п-переходом (ПТУП) (базовая модель Шихмана — Ходжеса) (V_{T0} , $LDEL$, $WDEL$, RD , $BETA$, $LAMBDA$) от величины флюенса и энергии электронов, протонов и нейтронов. Результаты моделирования в

программном комплексе компании Cadence [9] электрических характеристик ПТУП, с использованием экстрагированного набора параметров, в статическом режиме имеют ошибку не более 5 % от данных полученных в результате натурного и компьютерного эксперимента. Такая ошибка объясняется некоторыми допущениями и округлениями при построении аппроксимационных выражений зависимостей параметров модели от флюенса и энергии частиц проникающего излучения.

Табл. 1. Этапы упрощенной процедуры экстракции параметров модели BSIM4

Table 1. Stages of a simplified procedure for extracting BSIM4 model parameters

Номер этапа	Экстрагируемые параметры
1	UA, UB, VTH0, K1
2	VTH0, K1
3	UA, UB
4	LINT
5	K1

4. Заключение

Для моделей МОП-транзистора и ПТУП разработана методика экстракции параметров на основе натуральных измерений полупроводникового прибора или серии компьютерных экспериментов, выполненных с использованием программного комплекса компании Silvaco, с применением метода оптимизации Левенберга — Марквардта (стандартный нелинейный метод оптимизации). При апробации методики экстракции и калибровки параметров моделей установлено, что учет только части параметров, обладающих наибольшей чувствительностью к воздействию радиации, позволил сократить время проведения экстракции и упростить математические выражения, применяемые для расчета параметров (уменьшается время моделирования). Разработанная методика подготовительных расчетов и схемотехнического моделирования позволяет прогнозировать поведение полупроводниковых приборов и ИС специального назначения в условиях воздействия радиационного излучения, даже в случае отсутствия возможности проведения прямого физического эксперимента. Данная особенность приводит к существенному сокращению сроков разработки новых изделий микроэлектроники специального назначения и позволяет провести модернизацию (повысить эксплуатационные характеристики) уже существующих приборных и схемотехнических решений.

5. Благодарности

Исследования выполняются при финансовой поддержке и в рамках решения задач государственной программы научных исследований «Фотоника, опто- и микроэлектроника» (задание 3.1.03).

Список литературы

1. Денисенко В. Моделирование МОП транзисторов. Методологический аспект // Компоненты и технологии. 2004. № 7. С. 26—29. № 8. С. 56—61. № 9. С. 32—39.
2. Chang-Liao K., Chang H. Extraction Method of Threshold Voltage and Transconductance to Assess Radiation Effects on MOS Circuits // Journal of Nuclear Science and Technology. 1999. 36:7. Pp. 630—632.
3. Исмаил-Заде М. Р., Самбурский Л. М. Программно-аппаратный комплекс для экстракции параметров SPICE-моделей МОП-транзисторов с учетом воздействия стационарного радиационного излучения. В кн. : Научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых специалистов НИУ ВШЭ им. Е. В. Арменского : материалы конф. М. : МИЭМ НИУ ВШЭ, 2015. С. 262—263.
4. Петросянц К. О., Самбурский Л. М., Харитонов И. А., Ятманов А. П. Компактная макромодель КНИ/КНС МОП-транзистора, учитывающая радиационные эффекты // Известия высших учебных заведений. Электроника. 2011. № 1 (87). С. 20—28.
5. Prinzie J., Steyaert M., Leroux P. Radiation Effects in CMOS Technology. In : Radiation Hardened CMOS Integrated Circuits for Time-Based Signal Processing. 2018. P. 1—20.
6. Chauhan Y. S., Niknejad Ali M., Hu C. BSIM4 4.8.1 MOSFET Model. Berkeley : University of California. 2017. 177 p.
7. Antognetti P. Semiconductor Device Modeling with SPICE. McGraw-Hill. 1988.
8. Сайт фирмы Silvaco [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.silvaco.com/>
9. Сайт фирмы Cadence [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.cadence.com/>

Информация об авторах

Ловшенко Иван Юрьевич, заведующий научно-исследовательской лабораторией «Компьютерное проектирование микро- и нанoeлектронных систем» (НИЛ 4.4) научно-исследовательской части Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (БГУИР), г. Минск, Республика Беларусь.

Стемпницкий Виктор Романович, канд. техн. наук, доцент, заместитель начальника научно-исследовательской части, научный руководитель научно-исследовательской лаборатории «Компьютерное проектирование микро- и нанoeлектронных систем» (НИЛ 4.4) научно-исследовательской части Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (БГУИР), г. Минск, Республика Беларусь.

Шандарович Вероника Томашевна, аспирант кафедры микро- и нанoeлектроники, мл. науч. сотрудник научно-исследовательской лаборатории «Компьютерное проектирование микро- и нанoeлектронных систем» (НИЛ 4.4) научно-исследовательской части Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (БГУИР), г. Минск, Республика Беларусь.

Information about the authors

Ivan Yu. Lovshenko, Head of the Research Laboratory “Computer Projection of Micro- and Nanoelectronic Systems” (Research Laboratory 4.4) of the research department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR), Minsk, Republic of Belarus.

Victor R. Stempitsky, Ph.D., Associate Professor, Deputy Head of Research and Development Department Sc. Adviser of “CAD in Micro- and Nanoelectronics” (Research Laboratory 4.4) Laboratory Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR), Minsk, Republic of Belarus.

Veronika T. Shandarovich, postgraduate student of micro- and nanoelectronics department, researcher of Research Laboratory 4.4 R&D department of BSUIR, Minsk, Republic of Belarus.

Физико-топологическая модель полевого транзистора, учитывающая деградацию эксплуатационных характеристик при влиянии ионизирующего излучения

Ловшенко И. Ю., Стемпицкий В. Р., Шандарович В. Т.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, Минск, 220013, Республика Беларусь
lovshenko@bsuir.by*

Получено: 11 ноября 2019 г.

Отрецензировано: 13 декабря 2019 г.

Принято к публикации: 16 декабря 2019 г.

Аннотация: *Представлены результаты применения разработанной и интегрированной в программный продукт компании Cadence компактной модели МОП-транзистора для оценки радиационной стойкости схемы токового зеркала и 6T SRAM со схемой управления чтением/записью при совместном или раздельном воздействии рентгеновского и нуклидного ⁶⁰Co источников ионизирующего излучения.*

Ключевые слова: *радиационная стойкость, ионизирующее излучение, приборно-технологическое моделирование, САПР, SPICE, модель, полевой транзистор, Verilog-A, токовое зеркало, 6T SRAM.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Ловшенко И. Ю., Стемпицкий В. Р., Шандарович В. Т. Физико-топологическая модель полевого транзистора, учитывающая деградацию эксплуатационных характеристик при влиянии ионизирующего излучения // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2019. Т. 2, № 4. С. 466—475.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Ловшенко, И. Ю. Физико-топологическая модель полевого транзистора, учитывающая деградацию эксплуатационных характеристик при влиянии ионизирующего излучения / И. Ю. Ловшенко, В. Р. Стемпицкий, В. Т. Шандарович // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2019. — Т. 2, № 4. — С. 466—475.

Physic-topological model of a field effect transistor, taking into account the degradation of operational characteristics under the influence of ionizing radiation

I. Yu. Lovshenko, V. R. Stempitsky, and V. T. Shandarovich
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics
6, P. Brovki Str., Minsk, 220013, Belarus
lovshenko@bsuir.by

Received: November 11, 2019
Peer-reviewed: December 13, 2019
Accepted: December 16, 2019

Abstract: The results of the application compact MOSFET model developed and integrated into the Cadence software product for assessing hardness of the circuit of current mirror and 6T SRAM with the read / write control circuit when combined or separately exposed to x-ray and nuclide ^{60}Co ionizing radiation sources are presented.

Keywords: hardness, ionizing radiation, process and device simulation, CAD, SPICE, model, field-effect transistor, Verilog-A, current mirror, 6T SRAM.

For citation (IEEE): I. Yu. Lovshenko et al. “Physic-topological model of a field effect transistor, taking into account the degradation of operational characteristics under the influence of ionizing radiation,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 4, pp. 466—475, 2019. (In Russ.).

1. Введение

В основе методов оценки и прогнозирования радиационной стойкости интегральных микросхем (ИМС) лежат исследования механизмов возникновения радиационных эффектов в твердом теле. Воздействие проникающей радиации проявляется в радиационных эффектах в полупроводниках и структурах с p – n -переходами: эффекты смещений, ядерные превращения, ионизационные эффекты [1—3]. Ядерные превращения в данной работе рассматриваться не будут. Эффекты смещений приводят к образованию в кристалле радиационных дефектов. Радиационный дефект может возникнуть в том случае, если энергия бомбардирующей частицы достаточна для смещения атома из узла кристаллической решетки в междоузлие. Влияние ионизационных эффектов (полной поглощенной дозы ионизирующего излучения) на электрические свойства полупроводниковых элемен-

тов и ИМС схем носит сложный характер и сильно изменилось за десятилетия развития приборных структур и технологий микроэлектроники [4].

Наибольшее влияние на эксплуатационные характеристики МОП-транзистора оказывают ионизационные эффекты, которые проявляются в изменении свойств подзатворного и изолирующего диэлектрика. Так, воздействие ионизирующего излучения вызывает генерацию пар электрон — дырка (при этом дырки захватываются ловушками в диэлектриках), а также приводит к формированию ловушек на границе раздела диэлектрик — полупроводник (т. е. поверхностных состояний) [5]. Захваченные в диэлектрике дырки вызывают отрицательным сдвиг порогового напряжения как для n -канальных, так и для p -канальных транзисторов. Новые состояния интерфейса проявляются в виде ухудшения крутизны и подпорогового наклона, а также приводят к возникновению смещения порогового напряжения, которое является положительным для n -канальных транзисторов и отрицательным для p -канала. Положение захваченных дырок определяет величину этого сдвига. Если вклад в смещение порогового напряжения из-за новых состояний интерфейса выше (по абсолютной величине), чем вклад из-за захваченных дырок, то пороговое смещение для n -канального транзистора будет положительным, и, следовательно, подпороговый ток не увеличиваться. Однако в зависимости от используемой изоляции (LOCOS или STI) могут образовываться паразитные токи утечки между истоком и стоком.

2. Компактная модель

Разработанная модель представляет собой реализацию на языке описания аппаратуры Verilog-A выражений стандартизированной модели BSIM4 [6] с дополнительным блоком определения поправочных коэффициентов параметров модели наиболее подверженных изменениям при воздействии ионизирующего излучения (UA , UB , $VTH0$, $K1$, $LINT$). Такой блок реализован для двух источников излучения: рентгеновского и нуклидного ^{60}Co , что позволяет оценивать, как раздельное, так и совместное влияние этих источников как суперпозицию вносимого в подзатворный диэлектрик заряда. Для учета влияния воздействия ионизирующего излучения (ИИ) на электрические характеристики транзистора в модель введены дополнительные группы переменных:

— суперпозиция влияния ИИ на параметр модели: rUA , rUB , $rVTH0$, $rK1$, $rLINT$;

— коэффициент изменения параметра, зависящий от величины полной поглощенной дозы для рентгеновского и нуклидного ^{60}Co источников

ИИ: $k1_xray_UA$, $k1_xray_UB$, $k1_xray_VTH0$, $k1_xray_K1$, $k1_xray_LINT$, $k1_co60_UA$, $k1_co60_UB$, $k1_co60_VTH0$, $k1_co60_K1$, $k1_co60_LINT$;

— коэффициент изменения параметра, зависящий от величины мощности ионизирующего излучения для рентгеновского и нуклидного ^{60}Co источников: $k2_xray_UA$, $k2_xray_UB$, $k2_xray_VTH0$, $k2_xray_K1$, $k2_xray_LINT$, $k2_co60_UA$, $k2_co60_UB$, $k2_co60_VTH0$, $k2_co60_K1$, $k2_co60_LINT$;

— коэффициент изменения параметра, зависящий от значения длины канала транзистора для рентгеновского и нуклидного ^{60}Co источников ИИ: $k3_xray_UA$, $k3_xray_UB$, $k3_xray_VTH0$, $k3_xray_K1$, $k3_xray_LINT$, $k3_co60_UA$, $k3_co60_UB$, $k3_co60_VTH0$, $k3_co60_K1$, $k3_co60_LINT$;

— коэффициент изменения параметра, зависящий от значения ширины канала транзистора для рентгеновского и нуклидного ^{60}Co источников ИИ: $k4_xray_UA$, $k4_xray_UB$, $k4_xray_VTH0$, $k4_xray_K1$, $k4_xray_LINT$, $k4_co60_UA$, $k4_co60_UB$, $k4_co60_VTH0$, $k4_co60_K1$, $k4_co60_LINT$.

Коэффициенты изменения параметров рассчитываются по аппроксимационным зависимостям, получаемым при анализе результатов экстракции параметров модели для приборных структур, подверженным влиянию ионизирующего излучения (в результате натурального или компьютерного эксперимента).

Для указания внешних воздействующих факторов в модели применяются соответствующие параметры:

— для задания источника излучения $CO60$ и $XRAY$ (могут принимать значение Истина (1) или Ложь (0) независимо друг от друга);

— для указания величины полной поглощенной дозы $DOSE_CO60$ и $DOSE_XRAY$ для нуклидного и рентгеновского источника соответственно (значение в рад);

— для указания мощности ионизирующего излучения $POWER_CO60$ и $POWER_XRAY$ для нуклидного и рентгеновского источника соответственно (значение в рад/с).

Для получения значений параметров модели BSIM4 проведена процедура экстракции SPICE-параметров с применением локальной оптимизации, основанная на физическом понимании модели. ВAX, полученные с использованием экстрагированных значений параметров модели BSIM4, соответствуют результатам приборно-технологического моделирования.

3. Результаты

Посредством использования разработанной модели МОП-транзистора проведено исследование влияния параметров рентгеновского

и нуклидного ^{60}Co источников ИИ на электрические характеристики аналоговой и цифровой схемы: токового зеркала и шеститранзисторной ячейки статической памяти с произвольным доступом (6T SRAM, static random access memory) со схемой управления чтением/записью соответственно.

Токовое зеркало — генератор тока, управляемый током. Простое токовое зеркало (рис. 1) содержит два одинаковых транзистора, входной $T1$ и выходной $T2$, соединенных затворами. Основными параметрами токового зеркала являются: выходной ток (и коэффициент трансформации тока), выходное сопротивление, диапазон работы (допустимое выходное напряжение).

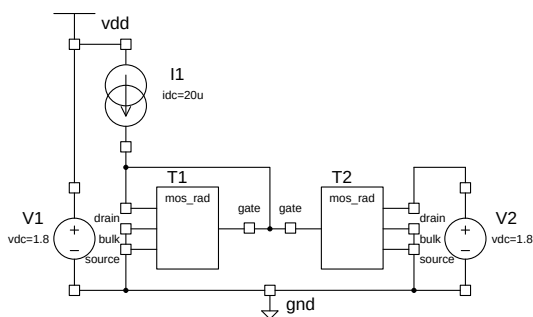


Рис. 1. Скомпонованная схема токового зеркала.

Fig. 1. The assembly circuit of the current mirror

При предварительном моделировании из возможного диапазона применения параметров модели установлены значения длины и ширины канала транзисторов, обеспечивающие наилучшие электрические характеристики: $L = 2$ мкм, $W = 1,5$ мкм. Напряжение питания для схемы составляет 1,8 В, величина тока источника тока — 20 мкА. Проведен DC-анализ для схемы, работающей в нормальных условиях и при воздействии ИИ рентгеновского источника (рис. 2). Анализ результатов моделирования показал, что увеличение полной поглощенной дозы TID ИИ приводит к повышению величины выходного тока и снижению выходного дифференциального сопротивления, а, значит, снижаются эксплуатационные характеристики токового зеркала. Однако величина изменения характеристик не превышает 4 % (при $TID = 1,5$ Мрад).

Максимально широкий диапазон работы токового зеркала необходим, так как оно используется в качестве линейного источника тока для дифференциальных пар и линейных усилителей. Следовательно, чем больше диапазон линейности источника, тем меньше вероятность появления дополнительных гармоник. Посредством моделирования определен

максимальный диапазон работы токового зеркала при вариации значений величин полной поглощенной дозы и мощности рентгеновского источника ИИ. Максимальный диапазон работы токового зеркала в нормальных условиях составляет 1,3335 В. При воздействии полной поглощенной дозы ионизирующего излучения рентгеновского источника $TID = 0,5$ Мрад (мощность 0,1 рад/с) величина максимального диапазона работы снижается на 0,26 % (до значения 1,33 В). При увеличении дозы до 1 Мрад диапазон уменьшается еще на 0,11 % (1,3285 В), при 1,5 Мрад — на 0,07 % (1,3275 В). Повышение мощности ионизирующего излучения также приводит к уменьшению максимального диапазона работы. Так при $TID = 1,5$ Мрад и мощности 1 рад/с диапазон работы уменьшается до значения 1,323 В (на 3,39 %), а при 10 рад/с — до значения 1,312 В (на 8,31 %).

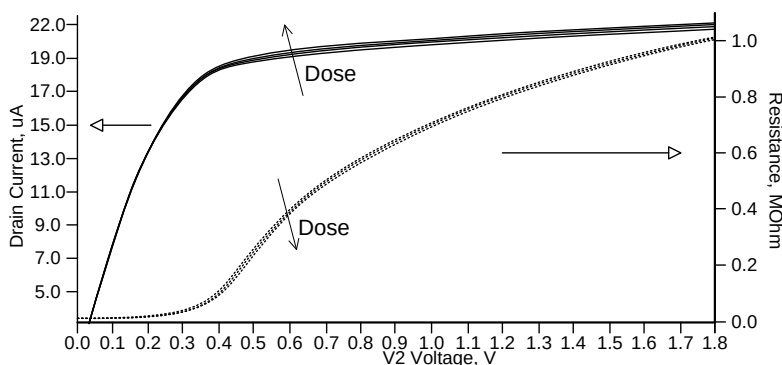


Рис. 2. Зависимости выходного тока и сопротивления токового зеркала от напряжения питания при вариации полной поглощенной дозы ИИ рентгеновского источника мощностью 0,1 рад/с.

Fig. 2. Dependences of the output current and resistance of current mirror on supply voltage when varying the total absorbed dose ionizing radiation of X-ray source with a power of 0,1 rad/s

Ячейка SRAM состоит из триггера, на выводах которого хранятся логические данные «0» или «1». Чаще всего используемая ячейка SRAM представляет собой 6-транзисторную (6T) КМОП ячейку памяти, представленную на рис. 3. Такая ячейка состоит из двух инверторов [МОП-транзистор LD0 с драйвером нагрузки DR0, LD1-DR1] и двух МОП-транзисторов доступа (AC0, AC1), которые подключены к паре битовых линий BT, BB, а также к линии управления транзисторами доступа WL. Для формирования триггера вход и выход одного инвертора соединены с выходом и входом другого инвертора соответственно.

Базовая полная структура массива ячеек памяти также включает в себя декодер слова, который выбирает один WL на основе адресов (A),

схему управления колонками, которая объединяет драйверы управления чтением/записью. Такие драйвера состоят из схемы подзарядки, колонного мультиплексора (mux), усилителя считывания (SA), выхода FF и усилителя записи (WA).

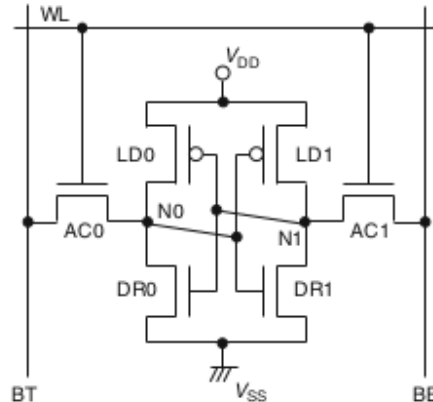


Рис. 3. Схема электрическая принципиальная ячейки 6T SRAM

Fig. 3. 6T SRAM cell electrical schematic diagram

Операция записи начинается с активации выбранной строки слова. Перед активацией битовые линии выравниваются примерно до VDD. Напряжение записи данных, чей логический уровень соответствует данным записи на входе данных (DIN), подается на разрядные линии усилителем записи (WA). Переключатель столбцов включается сигналом выбора столбца для записи (YSW). Напряжения записи данных передаются в битовые строки. Затем напряжения узла ячейки (N1, N0) изменяются. Операция записи завершается отключением строки слова. Операция чтения начинается с активации выбора строки слова. Перед активацией цепь предварительной зарядки выравнивает и повышает напряжение разрядной линии до уровня VDD. Каждая ячейка генерирует небольшое напряжение сигнала, ΔV_S , на одной из битовых линий в зависимости от сохраненных данных ячейки. Если сохраненные данные равны «1», где узел N0 ячейки находится под низким напряжением, а узел N1 ячейки находится под высоким напряжением, напряжение BT уменьшается на ΔV_S . Другая битовая линия (BB) остается на выровненном напряжении, потому что транзистор доступа (DR1) не включен. Дифференциальные сигналы передаются в пару входных сигналов датчиков (ST/SB) путем включения выбранного переключателя колонки. Описанный выше принцип работы подтверждается данными моделирования схемы в отсутствии воздействия ИИ (рис. 4).

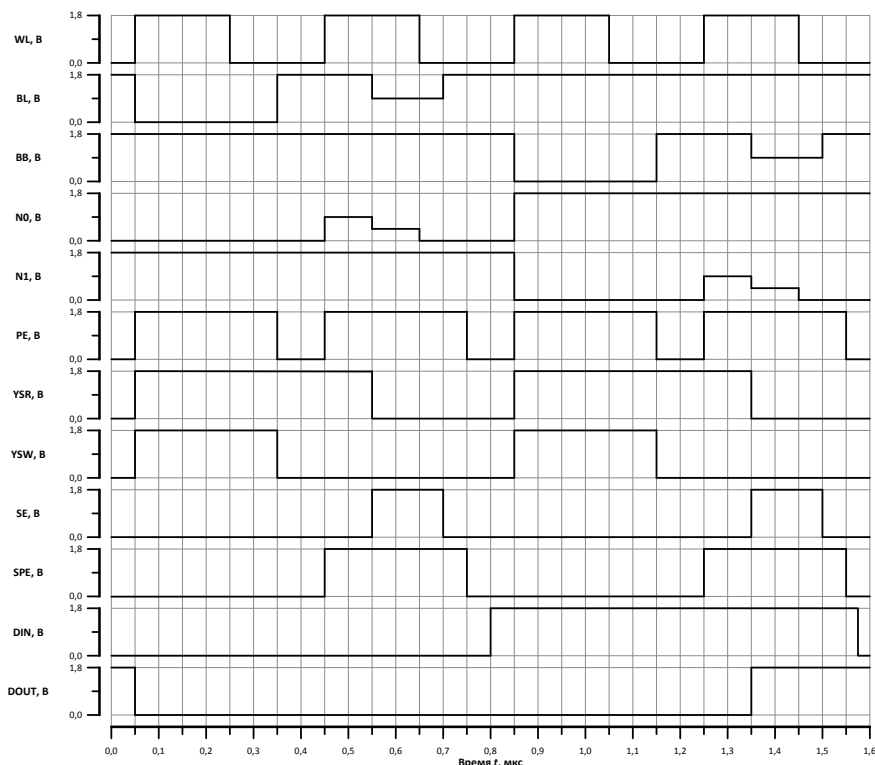


Рис. 4. Временная диаграмма записи и чтения данных 6T SRAM в нормальных условиях.

Fig. 4. Timing chart for writing and reading 6T SRAM data under normal conditions

Проведено исследование влияния полной поглощенной дозы и мощности ИИ рентгеновского и нуклидного ^{60}Co источников на работоспособность схемы. При этом входные сигналы принимались неизменными.

Установлено, что нуклидный источник с мощностью $P = 0,1$ рад/с оказывает малое воздействие на работоспособность схемы вплоть до значений $TID = 1,5$ Мрад. При увеличении мощности источника до 1 рад/с наблюдаются значительные нарушения в работе ячейки памяти при $TID = 1.5$ Мрад, которые выражаются в увеличении напряжения логического нуля на выходе схемы DOUT (до значения 300 мВ), а также изменении в состоянии узлов ячейки N1 и N0 при пропадании управляющего сигнала WL. Однако при этом запись и чтение из ячейки происходит корректно. Стоит отметить симметричность влияния ИИ на чтение/запись логических нуля и единицы. Установлено, что рентгеновский источник оказывает меньшее влияние на электрические характеристики ячейки памяти

6Т SRAM в диапазоне мощностей излучения от 0,1 до 10 рад/с и полной поглощенной дозы до 1,5 Мрад.

Проведено моделирование электрических характеристик ячейки памяти 6Т SRAM, подверженной совместному влиянию рентгеновского и нуклидного ^{60}Co источников ионизирующего излучения ($P = 0,1$ рад/с). При общей поглощенной дозе 1 Мрад (по 500 крад от каждого источника) наблюдается только изменение состояний битовых линий аналогично рассмотренному ранее случаю. При увеличении общей поглощенной дозы до 2 Мрад и выше происходит изменение состояния узлов ячейки N1 и N0 в момент времени, который соответствует операции чтения данных записанных в ячейку (сигнал YSR принимает значение логического нуля). Кроме того, состояние выхода DOUT остается неизменным независимо от данных, записанных в ячейку, и соответствует высокому уровню. Таким образом, можно сделать вывод о неработоспособном состоянии выходного триггера при значении полной поглощенной дозы более 2 Мрад.

4. Заключение

Проведена интеграция в программный продукт компании Cadence компактной модели МОП-транзистора, реализованной на языке описания аппаратуры Verilog-A, которая позволяют учитывать при схемотехническом моделировании влияние топологических размеров затвора (допустимое значение ширины от 1,5 мкм до 6,0 мкм, длины — от 1 мкм до 2 мкм), температуры окружающей среды (от 223 К до 373 К), мощности (от 0,1 рад/с до 10 рад/с), дозы (от 0 до 1,5 Мрад) и типа источника (^{60}Co или Xгау-источник) ионизирующего излучения.

5. Благодарности

Исследования выполняются при финансовой поддержке и в рамках решения задач государственной программы научных исследований «Фотоника, опто- и микроэлектроника» (задание 3.1.03).

Список литературы

1. Динс Д. Радиационные эффекты в твердых телах. М. : Изд-во иностранной литературы, 1960. 243 с.
2. Starchenko E. I. Features of the circuitry of operational amplifiers hardened to neutrons flux effects. In : Microprocessing Analog and Digital systems : Design and Circuit Engineering, Theory and Applications: Third International Scientific and Practical Conference (Platov South-Russian State Polytechnic University, Novocherkassk, 2003). 2003. P. 19—23.

3. Baumann R., Kruckmeyer K. Radiation handbook for electronics : A compendium of radiation effects topics for space, industrial and terrestrial applications. Dallas : TI, 2019. 117 p.
4. Hughes H., Benedetto J. Radiation effects and hardening of MOS technology : devices and circuits // IEEE Transactions on Nuclear Science. 2003. 50 (3). P. 500—521.
5. Кузнецов Н. В. Радиационная опасность на околоземных орбитах и межпланетных траекториях космических аппаратов. М. : НИИЯФ МГУ. 2006. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://nuclphys.sinp.msu.ru/crd> (дата обращения: 09.01.2020).
6. Chauhan Y. S., Niknejad Ali M., Hu C. BSIM4 4.8.1 MOSFET Model. Berkeley : University of California, 2017. 177 p.

Информация об авторах

Ловшенко Иван Юрьевич, заведующий научно-исследовательской лабораторией «Компьютерное проектирование микро- и наноэлектронных систем» (НИЛ 4.4) научно-исследовательской части Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (БГУИР), г. Минск, Республика Беларусь.

Стемпницкий Виктор Романович, канд. техн. наук, доцент, заместитель начальника научно-исследовательской части, научный руководитель научно-исследовательской лаборатории «Компьютерное проектирование микро- и наноэлектронных систем» (НИЛ 4.4) научно-исследовательской части Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (БГУИР), г. Минск, Республика Беларусь.

Шандарович Вероника Томашевна, аспирант кафедры микро- и наноэлектроники, мл. науч. сотрудник научно-исследовательской лаборатории «Компьютерное проектирование микро- и наноэлектронных систем» (НИЛ 4.4) научно-исследовательской части Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (БГУИР), г. Минск, Республика Беларусь.

Information about the authors

Ivan Yu. Lovshenko, Head of the Research Laboratory “Computer Projection of Micro- and Nanoelectronic Systems” (Research Laboratory 4.4) of the research department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR), Minsk, Republic of Belarus.

Victor R. Stempitsky, Ph.D., Associate Professor, Deputy Head of Research and Development Department Sc. Adviser of “CAD in Micro- and Nanoelectronics” (Research Laboratory 4.4) Laboratory Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR), Minsk, Republic of Belarus.

Veronika T. Shandarovich, postgraduate student of micro- and nanoelectronics department, researcher of Research Laboratory 4.4 R&D department of BSUIR, Minsk, Republic of Belarus.

УДК 537.86 + 621.37 + 621.396

Избранные результаты теоретических и экспериментальных 40-летних исследований текстур, фракталов, дробных операторов и эффектов скейлинга для решения задач радиофизики и радиоэлектроники.

Часть 2. Фрактально-скейлинговая радиолокация и новые информационные технологии¹

Потапов А. А.

*Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
ул. Моховая, 11, стр. 7, Москва, 125009, Российская Федерация
potapov@cplire.ru*

Получено: 8 сентября 2019 г.

Отрецензировано: 13 сентября 2019 г.

Принято к публикации: 16 сентября 2019 г.

Аннотация: В работе представлены научные направления и основные полученные автором результаты по созданию новых информационных технологий на основе текстур, фракталов, дробных операторов и динамического хаоса. Исследования проводятся в рамках научного направления «Фрактальная радиофизика и фрактальная радиоэлектроника: проектирование фрактальных радиосистем», инициированного и разрабатываемого автором в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН с 1979 года по настоящее время. Введение в научный обиход радиолокации вышеупомянутых понятий позволило автору впервые в мире предложить, а затем и применить новые размерностные и топологические (а не энергетические!) признаки или инварианты, которые объединены под обобщенным понятием «топология выборки» ~ «фрактальная сигнатура». В части 2 представлены результаты применения новых информационных технологий, предложенных автором.

Ключевые слова: радиофизика, радиолокация, нелинейная динамика, фрактал, текстура, дробный оператор, немарковский случайный процесс.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Потапов А. А. Избранные результаты теоретических и экспериментальных 40-летних исследований текстур, фракталов,

¹ Статья является расширенной версией доклада, представленного на 29-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2019 (Севастополь, РФ, 8—14 сентября 2019 г.).

дробных операторов и эффектов скейлинга для решения задач радиофизики и радиоэлектроники. Часть 2. Фрактально-скейлинговая радиолокация и новые информационные технологии // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т. 2, № 4. С. 476—488.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Потапов, А. А. Избранные результаты теоретических и экспериментальных 40-летних исследований текстур, фракталов, дробных операторов и эффектов скейлинга для решения задач радиофизики и радиоэлектроники. Часть 2. Фрактально-скейлинговая радиолокация и новые информационные технологии / А. А. Потапов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2019. — Т. 2, № 4. — С. 476—488.

Selected results of theoretical and experimental 40 years research of textures, fractals, fractional operators and scaling effects for solving problems of radio physics and radio electronics. Part 2. Fractal-and-scaling radio location and new information technologies

A. A. Potapov

*Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of the RAS
11/7, Mokhovaya Str., Moscow, 125009, Russian Federation
potapov@cplire.ru*

Received: September 8, 2019

Peer-reviewed: September 13, 2019

Accepted: September 16, 2019

Abstract: *Research areas and main results on designing of the new information technologies on the basis of textures, fractals, fractional operators and dynamic chaos which were obtained by the author are presented in this work. The researches are conducted in the framework of scientific direction “Fractal radio physics and fractal radio electronics: designing of fractal radio systems”, which was initiated and is developed by the author in V. A. Kotel'nikov IREE RAS since 1979 and up to the present. Introduction of the conceptions above into the scientific usage of radio location allowed the author to propose and then to apply new dimensional and topological (not power!) signs or invariants for the first time in the world, which are united under a generalized conception “sampling topology” ~ “fractal signature”. Results of application of the new information technologies proposed by the author are presented in part 2.*

Keywords: *radio physics, radio location, non-linear dynamics, fractal, texture, fractional operator, non-Markovin random process.*

For citation (IEEE): A. A. Potapov “Selected results of theoretical and experimental 40 years research of textures, fractals, fractional operators and scaling effects for solving problems of radio physics and radio electronics. Part 2. Fractal-and-scaling radio location and new information technologies,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 4, pp. 476–488, 2019. (In Russ.).

1. Введение

Применение идей масштабной инвариантности — «скейлинга» — совместно с теорией множеств, теорией дробной размерности, дробным исчислением, общей топологией, геометрической теорией меры и теорией динамических систем открывает большие потенциальные возможности и новые перспективы в обработке многомерных сигналов и в родственных научных и технических областях. Другими словами, полное описание процессов современной обработки сигналов и полей невозможно с помощью подходов и формул только классической математики.

Большое значение приобретает аналогия между современными задачами радиофизики и радиоэлектроники и теорией фазовых переходов и критических явлений. Как известно, в основе современной ренормгрупповой теории фазовых переходов лежит подход, базирующийся на гипотезе скейлинга, или масштабной инвариантности. На основе глубокой проработки данного научного направления автору удалось сформировать аналогичный подход для решения большого класса радиофизических и радиотехнических проблем.

Во второй части статьи представлены конкретные результаты применения созданных автором новых информационных технологий на основе понятий текстур, фракталов, дробных операторов и методов нелинейной динамики в современных задачах радиофизики, радиолокации, электродинамики, распространения и дифракции волн, теории антенн, радиотехники, нанотехнологий и т. п. Исследования, как отмечено ранее, проводятся в рамках научного направления «Фрактальная радиофизика и фрактальная радиоэлектроника: проектирование фрактальных радиосистем», инициированного и разрабатываемого автором в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН с 1979 года по настоящее время.

2. Глобальный фрактально-скейлинговый метод в новых информационных технологиях

Эволюция взглядов автора за 40 лет развития им в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН «фрактальной идеологии» исследований показана на рис. 1—3, где также приведены сведения о моменте их интенсивного развер-

тивания и первых открытых публикаций [1—3]. На рис. 3 введены аббревиатуры: ФНОРС — фрактальный непараметрический обнаружитель радиолокационных сигналов, ФОС — фрактальный обнаружитель сигналов.

Условно в данных исследованиях можно проследить три этапа.

На *первом этапе* акцент был сделан на экспериментальной проверке фрактальности различных природных и искусственных образований, что позволило применить к ним понятия дробной размерности и масштабной инвариантности, и начать разработки методов фрактальной фильтрации объектов в различных интенсивных помехах.

Второй этап был целиком посвящен усовершенствованию созданных оригинальных алгоритмов фрактальной цифровой обработки сигналов и изображений, фрактальным методам обнаружения, распознавания, повышения контрастности, т. е. фрактальной обобщенной фильтрации.

Третий этап характеризуется переходом к проектированию фрактальной элементной базы и некоторых фрактальных узлов, а в перспективе фрактальных радиосистем в целом.



Рис. 1. Авторская концепция фрактальных радиосистем, датчиков, устройств и радиоэлементов.

Fig. 1. The author's conception of fractal radio systems, sensors, devices and radio elements.

Разработанная автором классификация фракталов была в декабре 2005 г. в США одобрена и принята Б. Мандельбротом [2, 3, 5] (рис. 2, а); она приведена на рис. 2, б, где описаны свойства фракталов при условии, что D_0 — топологическая размерность пространства, в котором рассматривается фрактал с дробной размерностью D .

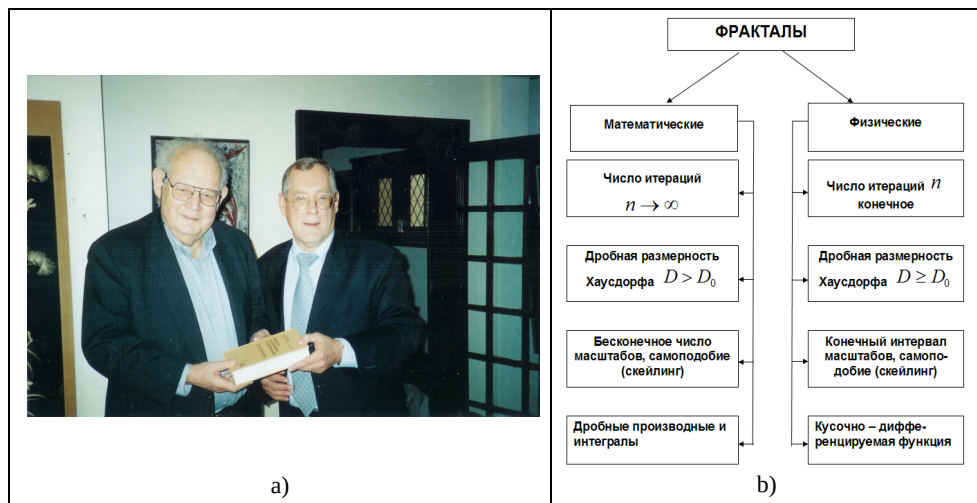


Рис. 2. Обсуждение новых идей в теории фракталов с Б. Мандельбротом в Нью-Йорке 16.12.2005 г. (а); авторская классификация фракталов, одобренная Б. Мандельбротом (b).
Fig. 2. Discussion of new ideas in the fractal theory with B. Mandelbrot in New York, 16.12.2005 (a); the author's fractals classification, approved by B. Mandelbrot (b)

На рис. 4 приведена полная структура авторских исследований в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН *текстурных* и *фрактальных* методов обработки малоcontrastных изображений и сверхслабых сигналов в интенсивных негауссовских помехах.

Фрактальная размерность D или ее сигнатура $D(t, f, \vec{r})$ в различных участках изображения поверхности является мерой текстуры. Фрактальные методы могут функционировать на всех уровнях сигнала: амплитудном, частотном, фазовом и поляризационном.

Весьма плодотворным оказалось введение автором в практику измерений понятий *фрактальных сигнатур* и *фрактальных кепстров*. Фрактальные сигнатуры и фрактальные кепстры отражают свойство самоподобия реальных сигналов и электромагнитных полей.

При этом большое значение приобретают *топологические особенности выборки*, а не усредненные реализации, имеющие зачастую другой характер. Для того чтобы акцентировать внимание на учете этих особенностей, автор ввел термин *размерностный склероз* сигналов, полей и их фрактальных сигнатур. При описании немарковских процессов для раскрытия физического смысла дробных производных используется термин *асимптотический склероз*.

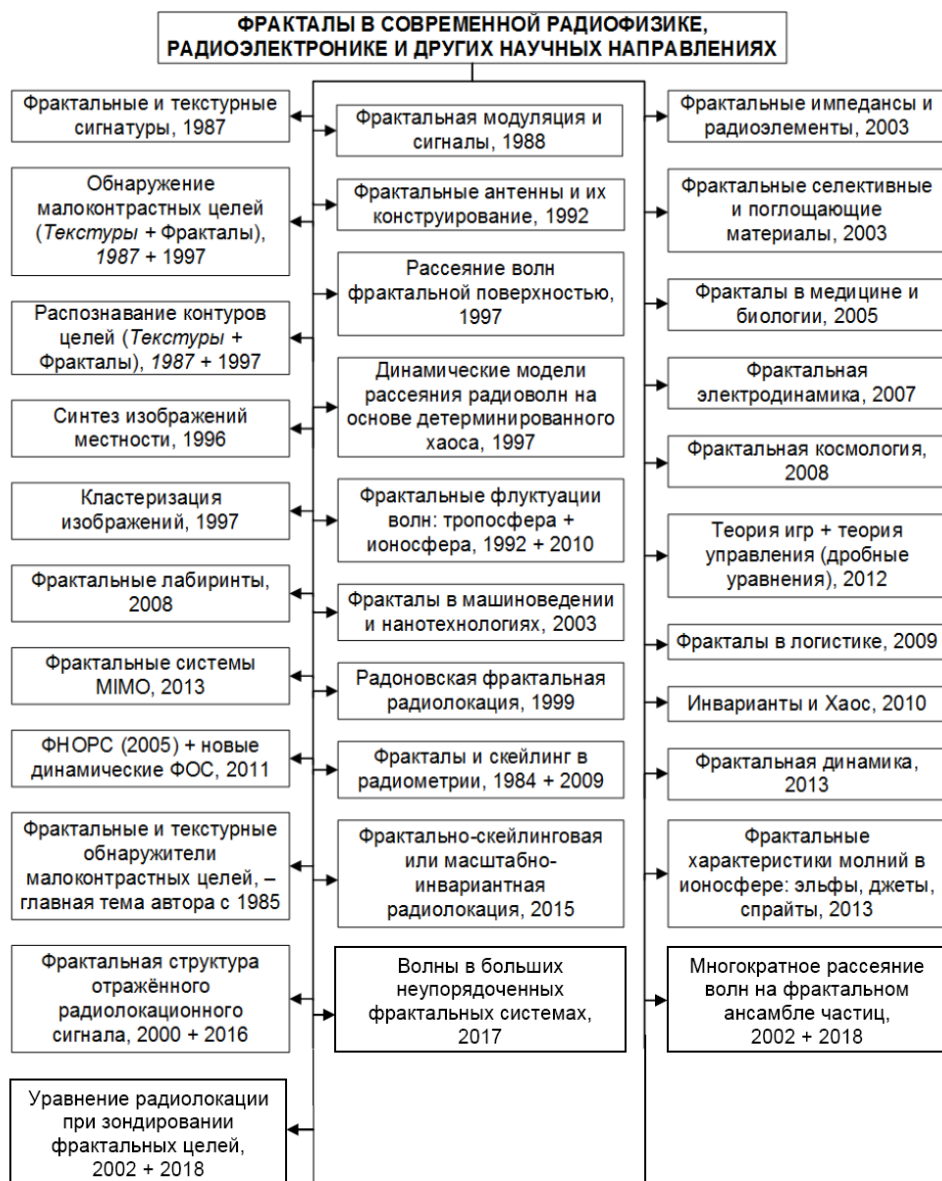


Рис. 3. Эскиз развития прорывных технологий на основе фракталов, дробных операторов и эффектов скейлинга для нелинейной физики и радиоэлектроники.

Fig. 3. The layout of the author's development of new information technologies based on fractals, fractional operators and scaling effects for nonlinear physics and radio electronics



Рис. 4. Текстурные и фрактальные меры для малококонтрастных изображений и сверхслабых сигналов в интенсивных негауссовских помехах.

Fig. 4. Texture and fractal measures for low-contrast images and super-weak signals in intense non-Gaussian interference

Большое число примеров текстурно-фрактальной обработки малококонтрастных многомерных сигналов приведено в [2—4].

3. Фрактально-скейлинговая или масштабно-инвариантная радиолокация

Создание первого эталонного словаря фрактальных признаков классов целей и постоянное совершенствование алгоритмического обеспечения явились основными этапами при разработке и макетировании нами первого фрактального непараметрического обнаружителя радиолокационных сигналов (ФНОРС) в виде спецпроцессора. Обнаружение малококонтрастных объектов на фоне интенсивных помех требует вычисления принципиально новых характеристик, которые отличаются от функционалов, связанных с энергией сигнала и помех, а определяются лишь топологией и

размерностью принятого сигнала. Вышеприведенные исследования позволили автору *впервые в мире* предложить и применить для обнаружения малоконтрастных объектов новые размерностные и топологические (а не энергетические!) признаки или инварианты (рис. 5).

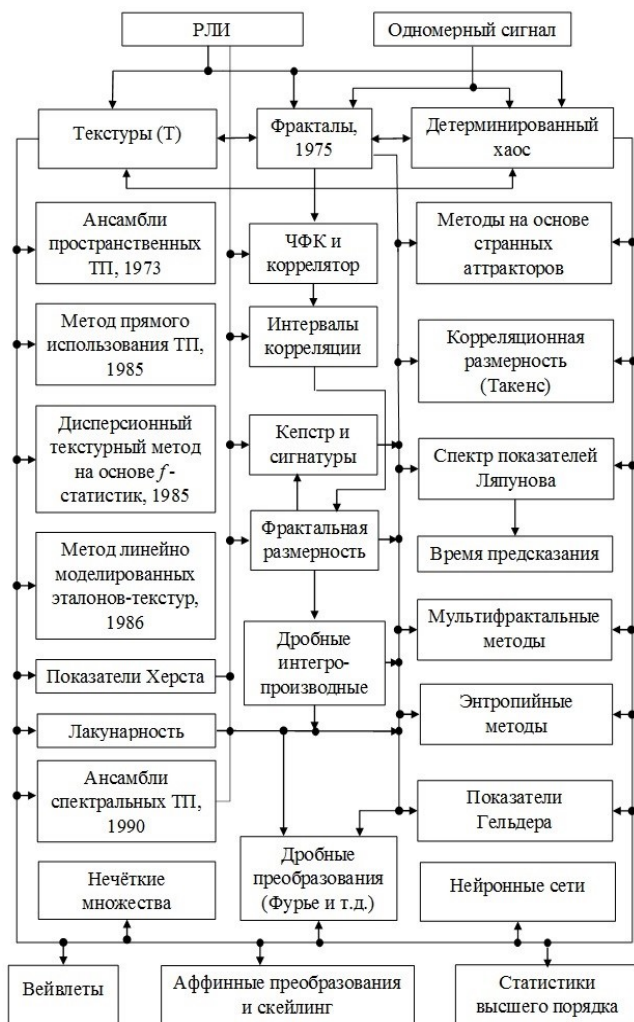


Рис. 5. Новые топологические признаки и методы обнаружения малоконтрастных объектов на фоне помех (ТП — текстурные признаки, ЧФК — частотная функция когерентности, РЛИ — радиолокационное изображение).

Fig. 5. New topological features and methods for detecting low-contrast objects against interference (TF – textural features, CFF – coherence frequency function, RI – radar image)

Предложенная автором *фрактально-скейлинговая* или *масштабно-инвариантная радиолокация* базируется на трех *постулатах*: 1 — интеллектуальная обработка сигнала/изображения, основанная на теории дробной меры и скейлинговых эффектов, для расчета поля фрактальных размерностей D ; 2 — выборка принимаемого сигнала в шумах относится к классу устойчивых негауссовых распределений вероятностей D сигнала; 3 — максимум топологии при минимуме энергии входного случайного сигнала.

Данные постулаты открывают в радиолокации принципиально новые возможности для обеспечения устойчивой работы при малых отношениях сигнал/помеха или для увеличения дальности действия радаров.

Классические методы обработки многомерных сигналов принципиально выделяют лишь только ту составляющую информации, которая связана с целочисленной мерой. Фрактально-скейлинговые методы обработки сигналов, волновых полей и изображений в широком смысле основаны на той части информации, которая при классических методах обработки радиолокационной информации никогда прежде не учитывалась. Алгоритмы обнаружения протяженных объектов и целей на оптических и радиолокационных изображениях с использованием текстурной обработки были созданы нами еще в 80-е годы XX века (рис. 5, слева).

4. Основные результаты за 40 лет исследований [1–11]

Впервые исследованы *полные* ансамбли текстурных и пространственных корреляционно-спектральных признаков оптических и радиолокационных изображений реальных земных покровов с последующим выделением кластеров и определением наиболее информативных признаков для определенных классов текстур. Проведенные эксперименты продемонстрировали эффективность и общность предложенного подхода в задачах классификации земных покровов при комплексировании изображений на оптических и миллиметровых волнах. Установлена связь размеров объекта и анализируемого фрагмента оптических и радиолокационных изображений широкого класса земных покровов в случае оптимального обнаружения текстурными методами.

Предсказано наличие странного аттрактора, контролирующего радиолокационное рассеяние от растительных покровов. Впоследствии эффект был обнаружен экспериментально на длине волны 2,2 мм (2002). Показано, что интервал (время) предсказания интенсивности отраженного радиолокационного сигнала примерно на порядок превышает классическое время корреляции. Это позволило ввести в теорию радиолокации новый характеристику, а именно, интервал (время) предсказания, что расши-

ряет методы радиолокации. Дано физическое обоснование применения фрактальных методов в современных областях радиофизики, радиоэлектроники и информационно-управляющих систем. В 1997 г. разработаны методы фрактальной модуляции и фрактальные сигналы, включая введенные автором H -сигналы.

Впервые обнаружена и доказана эффективность и перспективность применения теории дробной меры и скейлинговых соотношений (для текстуры и фракталов) в случае обнаружения и распознавания (обобщенной фильтрации) одномерных и многомерных радиолокационных сигналов от малококонтрастных целей на фоне интенсивных негауссовских помех различного рода. Таким образом, это *принципиально новая радиотехника*.

Результаты (БПЛА, РСА, медицина и т. д.) показывают, что фрактальные методы обработки дают повышение качества и детализации объектов и целей в пассивном и активном режиме в несколько раз. Эти методы могут быть успешно применены для обработки информации с космических, авиационных комплексов, малозаметных высотных псевдоспутников (НАРС) или обнаружения кластеров НАРС и БПЛА, синтезированных кластеров космических антенн и космического мусора. Исследованы фрактальные характеристики эльфов, джетов и спрайтов — наиболее интересных типов недавно открытых высотных разрядов в ионосфере. Синтезированы алгоритмы выделения движущегося удаленного объекта неизвестной формы (фрактального или не фрактального) на малококонтрастном изображении, формируемом в оптико-электронных системах. Впервые доказана принципиальная возможность синтеза новых фрактальных функций и фрактальных функционалов на основе теории нечетких множеств. Впервые показано, что физическое содержание теории дифракции, содержащей многомасштабные поверхности, становится более четким при фрактальном подходе и выделении фрактальной размерности D или фрактальной сигнатуры как параметра. Учет фрактальности сближает теоретические и экспериментальные характеристики индикатрис рассеяния земных покровов, что важно для радиолокации и дистанционного зондирования.

Получены аналоги уравнений Максвелла с дробными производными Капуто. Рассмотрена калибровочная инвариантность и выведено диффузионно-волновое уравнение для скалярного и векторного потенциалов. Найдено и проанализировано частное решение диффузионно-волнового уравнения. Проведен строгий электродинамический расчет многочисленных типов фрактальных антенн, принципы конструирования которых лежат в основе фрактальных частотно-избирательных поверхностей и объемов (фрактальные «сэндвичи»). Синтезировано на основе топологии

фрактальных лабиринтов семейство широкополосных миниатюрных фрактальных антенн. Впервые предложена и реализована модель «фрактального» конденсатора как фрактального импеданса. Созданы, обоснованы и применены фрактально-скейлинговые методы для формирования основ фрактальной элементной базы, фрактальных датчиков и фрактальных радиосистем. Перспективными элементами фрактальной радиоэлектроники являются функциональные элементы, фрактальные импедансы которых реализуются на основе фрактальной геометрии проводников на поверхности (фрактальные наноструктуры) и в пространстве (фрактальные антенны), фрактальной геометрии поверхностного микрорельефа материалов и т.д. Развитые подходы могут быть распространены на класс электродинамических задач при исследовании фрактальных магнитных кристаллов, фрактальных резонаторов, фрактальных экранов и заграждений, а также других фрактальных частотно-избирательных поверхностей и объемов.

Открыт, предложен и обоснован новый вид и новый метод современной радиолокации, а именно, фрактально-скейлинговая или масштабно-инвариантная радиолокация. Доказана эффективность функционалов, которые определяется топологией, дробной размерностью и текстурой принятого многомерного сигнала, для синтеза принципиально новых не энергетических обнаружителей малоконтрастных объектов на фоне помех. Это влечет за собой коренные изменения в самой структуре теоретической радиолокации, а также в ее математическом аппарате. Проведенные исследования в области теоретической радиолокации позволяют создавать новые фрактальные многочастотные ММО-системы. Разработаны постулаты фрактально-скейлинговой радиолокации, открывающие новые возможности для обеспечения устойчивой работы при малых отношениях сигнал/(шум+помеха) или увеличения дальности действия радаров.

Существенно развиты теоретические вопросы фрактальной неинерциальной релятивистской радиолокации и квантовой космологии в искривленном пространстве — времени отрицательной фрактальной размерности. *Пример:* На основе уравнения Шредингера с оператором дробного исчисления по пространственным координатам вычислен Фейнмановский интеграл по траекториям для обобщенного лагранжиана с оператором дробного дифференцирования по времени.

4. Заключение

Впервые в России и в мире созданы, разработаны и применены фрактально-скейлинговые методы для задач радиолокации, формирования фрактальной элементной базы и фрактальных радиосистем. Коренное от-

личие предложенных автором текстурно-фрактальных методов от классических связано с принципиально иным подходом к основным составляющим сигнала и поля. Это позволило перейти на новый уровень информационной структуры реальных немарковских сигналов и полей. Таким образом, это *принципиально новая радиотехника*. Внедрение фракталов, эффектов скейлинга и дробных операторов дает «импульс» и современной радиоэлектронике, так как вся предыдущая и настоящая радиоэлектроника базируется исключительно на основе теории целочисленных функций.

Фрактальная геометрия — громадная и гениальная заслуга Б. Мандельброта (1924—2010). Но ее радиофизическое (радиотехническое) и практическое воплощение — это заслуга известной в мире Российской научной школы фрактальных методов под руководством проф. А. А. Потапова (*особенно после встречи с Б. Мандельбротом в США в 2005 г.*). Несколько утрируя, можно сказать, что фракталы составляли тонкую амальгаму на мощном остоле науки конца XX в. В современной ситуации интеллектуальное фиаско потерпели попытки принизить их значение и опираться только на классические знания.

Результаты научной деятельности А. А. Потапова по фрактально-скейлинговой и текстурной обработке информации, а также по фрактальным радиосистемам и радиоэлементам опубликованы в четырех отчетных докладах Президиума РАН и в Докладе Правительству РФ.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена в рамках государственного задания и была частично поддержана Международным научно-техническим центром (проект № 0847.2, 2000—2005, США), Российским фондом фундаментальных исследований (проекты РФФИ №05-07-90349, 07-07-07005, 07-07-12054, 07-08-00637, 11-07-00203, 18-08-01356-а), а также проектом “Leading Talents” (проект № 00201502, 2016—2020) в Джинанском университете (Гуанджоу, Китай).

Список литературы

1. Гуляев Ю. В., Потапов А. А. Применение теории фракталов, дробных операторов, текстур, эффектов скейлинга и методов нелинейной динамики в синтезе новых информационных технологий для задач радиоэлектроники (в частности, радиолокации) // Радиотехника и электроника. 2019. Т. 64, № 9. С. 839—854.
2. Потапов А. А. Фракталы в радиофизике и радиолокации : Топология выборки. Изд. 2-е, перераб. и доп. М. : Университетская книга, 2005. 848 с.
3. Потапов А. А. Фракталы и хаос как основа новых прорывных технологий в современных радиосистемах. Дополнение к кн. : Кроновер Р. Фракталы и хаос в динамических системах / Пер. с англ.; под ред. Т. Э. Кренкеля. М. : Техносфера, 2006. С. 374—479.
4. Потапов А. А., Гуляев Ю. В., Никитов С. А., Пахомов А. А., Герман В. А. Новейшие методы обработки изображений / Под ред. А. А. Потапова. М. : ФИЗМАТЛИТ, 2008. 496 с.

5. Potapov Alexander A. Chaos Theory, Fractals and Scaling in the Radar: A Look from 2015. — Глава 12 в книге : The Foundations of Chaos Revisited : From Poincaré to Recent Advancements / Ed. C. Skiadas. Switzerland, Basel : Springer Int. Publ., 2016. Pp. 195—218.
6. Potapov Alexander A. On the Indicatrixes of Waves Scattering from the Random Fractal Anisotropic Surface. — Глава 9 в книге : Fractal Analysis – Applications in Physics, Engineering and Technology / Ed. Fernando Brambila. Rijeka : InTech, 2017. P. 187—248.
7. Potapov Alexander A. Postulate “The Topology Maximum at the Energy Minimum” for Textural and Fractal-and-Scaling Processing of Multidimensional Super Weak Signals against a Background of Noises. — Глава 3 в книге: Nonlinearity : Problems, Solutions and Applications. Vol. 2 / Ed. L. A. Uvarova. New York : Nova Science Publ., 2017. Pp. 35—94.
8. Потапов А. А. Многократное рассеяние волн на фрактальном ансамбле частиц и в больших неупорядоченных фрактальных системах. В кн. : Турбулентность, динамика атмосферы и климата / Под ред. Г. С. Голицына. М. : Физматкнига, 2018. С. 564—573.
9. Акиншин Р. Н., Петешов А. В., Пафилов Е. А., Потапов А. А., Румянцев В. Л. Физические основы устройства ракетно-артиллерийского вооружения. Алгоритмы и устройства функционирования бортовых радиотехнических средств воздушной разведки артиллерии. Пенза : Филиал ВА МТО, Пенз. арт. инж. ин-т, 2018. 400 с.
10. Alisultanov Z. Z., Agalarov A. M., Potapov A. A., Ragimkhanov G. B. Some Applications of Fractional Derivatives in Many-Particle Disordered Large Systems. — Глава 7 в книге: Fractional Dynamics, Anomalous Transport and Plasma Science / Ed. C. Skiadas. Switzerland : Springer Int. Publ., 2018. Pp. 125—154.
11. Профессор Александр Алексеевич Потапов. Биобиблиографический указатель / Под ред. академика Ю. В. Гуляева. М. : 2019. 256 с.

Информация об авторе

Потапов Александр Алексеевич, доктор физико-математических наук, академик Академии инженерных наук им. А. М. Прохорова и академик РАЕН, почетный профессор Евразийского национального университета (Астана, Казахстан), почетный профессор Джинанского университета (Гуанджоу, Китай), Президент совместной китайско-российской лаборатории информационных технологий и фрактальной обработки сигналов, профессор Казанского государственного технического университета (КАИ) им. А. Н. Туполева, действительный член Вневедомственного экспертного совета по проблемам воздушно-космической сферы, главный научный сотрудник Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, г. Москва, Российская Федерация.

Information about the author

Alexander A. Potapov, Dr. Sci. (Phys.-Math), academician of the Academy of Engineering Science of A. M. Prokhorov, academician of Russian Academy of Natural Sciences, honorary professor of the Eurasian National University (Kazakhstan, Astana), honorary professor of the University of Jinan (China, Guangzhou), President of the Sino-Russian Laboratory of Informational Technologies and Signals Fractal Processing, professor of Kazan State Technical University of A.N. Tupolev, full member of nonprofit non-government expert society on space threat defense, chief scientific researcher of the Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of the RAS, Moscow, Russian Federation.

Использование модели зрительной системы человека для оптимизации параметров передачи изображения¹

Аджемов А. С., Кудряшова А. Ю.

Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ)

ул. Авиамоторная, 8а, Москва, 111024, Российская Федерация

asykka@bk.ru, asa@mtuci.ru

Получено: 20 июля 2019 г.

Отрецензировано: 13 сентября 2019 г.

Принято к публикации: 16 сентября 2019 г.

Аннотация: В современном мире передача изображения, в том числе передача телевизионного и видеосигнала осуществляется с использованием предварительной и восстанавливающей коррекцией по закону, который был обусловлен применением отображающих устройств на электронно-лучевых трубках. Указанный закон отличается от закона зависимости порога заметности изменения зрительного стимула от его величины, но продолжает использоваться по соображениям совместимости. Поэтому в работе вместо линеаризации по ощущениям шкалы квантования телевизионного сигнала предлагается оптимизировать выбор кодовых комбинаций для передачи изображения. Такой подход может быть эффективен в телевизионных системах без сжатия видеoinформации с потерями.

Ключевые слова: закон Вебера — Фехнера, гамма-коррекция, передаточная характеристика, эффективное кодирование, матрица рисков, матрица вероятностей.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Аджемов А. С., Кудряшова А. Ю. Использование модели зрительной системы человека для оптимизации параметров передачи изображения // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2019. Т. 2, № 4. С. 489—502.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Аджемов, А. С. Использование модели зрительной системы человека для оптимизации параметров передачи изображения / А. С. Аджемов, А. Ю. Кудряшова // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2019. — Т. 2, № 4. — С. 489—502.

¹ Статья является расширенной версией доклада, представленного на 29-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2019 (Севастополь, РФ, 8—14 сентября 2019 г.).

Using the human visual system model to optimize image transmission parameters

A. S. Adzhemov and A. Y. Kudryashova

Moscow Technical University of Communications and Informatics
8a Aviamotornaya Str., Moscow, 111024, Russian Federation
asykka@bk.ru, asa@mtuci.ru

Received: July 20, 2019

Peer-reviewed: September 13, 2019

Accepted: September 16, 2019

Abstract: *In the modern world, image transmission, including television and video, is carried out using preliminary and restoring correction according to the law, which was due to the use of imaging devices on cathode ray tubes. This law differs from the law of dependence of the threshold of visibility of a change in a visual stimulus on its value, but continues to be used for compatibility reasons. Therefore, instead of linearizing the sensations of the quantization scale of a television signal, it is proposed to optimize the choice of code combinations for image transmission. Such an approach can be effective in television systems without lossy video compression.*

Keywords: *Weber–Fechner law, gamma correction, transfer characteristic, effective coding, risk matrix, probability matrix.*

For citation (IEEE): A. S. Adzhemov and A. Y. Kudryashova, “Using the human visual system model to optimize image transmission parameters,” *Infocommunications and Radio Technologies*, 2019, vol. 2, no. 4, pp. 489—502. (In Russ.).

1. Введение

Учитывая то, что закон передачи изображения в телевизионных системах через компенсирующую гамма-коррекцию отличается от закона зависимости порога заметности изменения зрительного стимула согласно восприятию света зрительной системой, но продолжает использоваться по соображениям совместимости с ЭЛТ, предлагается найти новый способ кодирования сигнала для передачи изображения. Данный способ может быть применим к передаче сигнала по закону Вебера — Фехнера, что приведет к максимизации точного восприятия света человеческим глазом.

2. Основная часть

Одним из важных параметров при аналогово-цифровом преобразовании (АЦП) является квантование. Как известно, число уровней кванто-

вания зависит от количества символов в кодовой комбинации, которая соответствует каждому уровню, и определяется по формуле:

$$N = 2^n \quad (1)$$

где n — число символов в кодовой комбинации.

Если мы будем говорить о передаче изображения, то количество уровней квантования необходимо выбирать таким образом, чтобы влияние квантования на изображение было незаметным для получателя. Существует несколько закономерностей качественной передачи изображения, подвергнутому квантованию, которые были выявлены достаточно давно. Придерживаясь их, можно проквантовать изображение так, чтобы человеческий глаз не заметил потери качества изображения [1].

Рассмотрим закономерности квантования изображения (при передаче информации получателю):

1) На мелкоструктурных частях изображения искажения, создаваемые квантованием, менее заметны для человеческого глаза, чем на крупных (почти незаметны).

2) На менее ярких участках изображения (близких к темному) выбирается минимальный шаг квантования, в отличие от областей, близких к белому цвету.

Все это обусловлено свойствами зрительного аппарата человека. И именно поэтому при передаче телевизионного сигнала используют неравномерное квантование. Его реализация гораздо сложнее, чем реализация равномерного квантования, но оно позволяет обеспечить оптимальную форму передаточной характеристики и уменьшает влияние ошибок квантования при малых уровнях яркости изображения. Заметим, что для его реализации вместо переменного шага квантования выполняется предварительная гамма-коррекция (нелинейное преобразование видеосигнала) с последующей обратной коррекцией уровней сигнала на приемной стороне [2].

Указанная коррекция стала применяться в системах телевидения с первых вариантов реализации электронного телевидения по причине нелинейности передаточной характеристики сигнал — свет электронно-лучевых приемных трубок — вследствие необходимости упрощения приемных телевизионных устройств коррекцию указанной нелинейности было принято реализовывать на передающей стороне в предположении, что все отображающие устройства реализованы на электронно-лучевых трубках и имеют одинаковые характеристики преобразования сигнал — свет. Из соображений совместимости в подавляющем большинстве телевизион-

ных и компьютерных систем принято, что нелинейность характеристики преобразования сигнал-свет соответствует закону:

$$y(x) = x^{2.4} \quad (2)$$

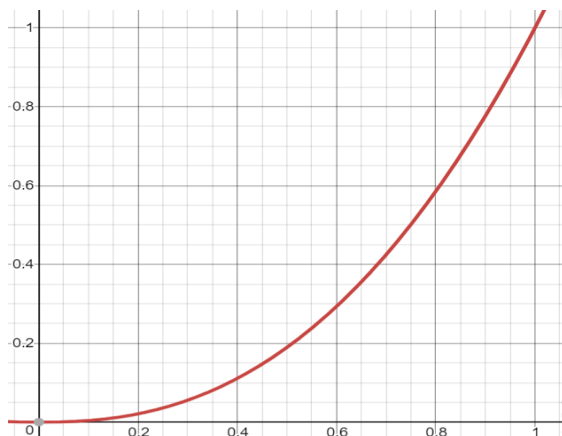


Рис. 1. График передачи сигнала (лучевая трубка).

Fig. 1. Schedule of signal transmission (beam tube)

Гамма-коррекция компенсирует данный процесс, так как ее функция близка к обратной для закона передачи. Передаточная характеристика гамма-корректора описывается соотношением:

$$\frac{U_{вых}}{U_{выхm}} = \left(\frac{U_{вх}}{U_{вхm}} \right)^\gamma, \quad (3)$$

где $U_{вх}$ и $U_{вых}$ — напряжения сигнала на входе и выходе гамма-корректора; $U_{вхm}$ и $U_{выхm}$ — максимальные значения диапазонов напряжений сигналов на входе и выходе гамма-корректора.

Соответственно, $\gamma = 0,42 - 0,48$. На рисунке 2 представлен график передаточной характеристики для случая $\gamma = 0,45$.

Запишем функцию отображения передаточной функции данного используемого случая:

$$y(x) = x^{0.45} \quad (4)$$

В системах цифрового телевидения обычно применяется равномерное квантование сигналов, прошедших гамма-коррекцию. Каждый уровень кодируется кодовой комбинацией из 8 символов (следовательно, имеется 256 уровней квантования) от 00000000 до 11111111 в порядке их возрастания при использовании всего динамического диапазона. При

ограниченном динамическом диапазоне для передачи сигнала яркости используются только уровни квантования от 16 (00010000) до 235 (11101011). При этих условиях шум квантования на изображении практически незаметен. Такой способ квантования описан в рекомендации ITU-RBT 601[10] и более поздних [3, 4].

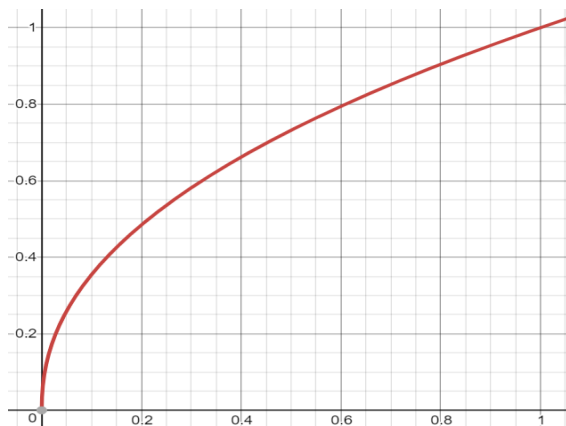


Рис. 2. График передаточной характеристики при $\gamma = 0,45$.

Fig. 2. The graph of the transfer characteristics at $\gamma = 0,45$

Однако существует и другая закономерность восприятия качества изображения человеком — так называемый закон Вебера — Фехнера. Закон гласит, что интенсивность ощущения чего-либо прямо пропорциональна логарифму интенсивности раздражителя [14]. В математическом представлении закон можно описать через формулу нахождения интенсивности восприятия:

$$y_p = \frac{k \cdot \ln S}{S_0}, \quad (5)$$

где S — значение интенсивности раздражителя. S_0 — нижнее граничное значение интенсивности раздражителя: если $S < S_0$, то раздражитель совсем не ощущается, k — константа, зависящая от субъекта ощущения.

Доказано, что существующей интенсивности раздражения (или восприятия) требуется достижение некоторого конкретного уровня, чтобы человек имел возможность почувствовать его воздействие. Такое слабое воздействие, которое дает малозаметное ощущение, называют нижним порогом ощущения.

Существует и такой уровень воздействия, после увеличения которого ощущения уже не способны усиливаться. В этом случае речь идет о

верхнем пороге ощущения. Любого рода воздействие человек ощущает исключительно на интервале между этими двумя порогами.

Если говорить о восприятии изображения, то можно привести пример с количеством лампочек в приборе освещения, скажем, люстре. Если в люстре светит 10 лампочек, и мы прибавим к ним еще 10, то восприятие света почти не изменится, глаз человека не увидит разницы в яркости. Однако если в люстре светила только 1 лампочка и мы также добавим к ней еще 1 лампочку, то разница свечения станет заметнее в разы.

Величина, на которую раздражение увеличивается, принято называть порогом различения. Отсюда следует, что раздражение со слишком малой различительной интенсивностью является допороговым, а со слишком сильной — запороговым. При этом уровень этих показателей зависит и от чувствительности в отношении различения — если чувствительность к различению выше, то порог различения, соответственно, ниже [5].

Зависимость ощущения от силы раздражителя для многих анализаторов представляет собой функцию близкую к логарифмической; это представлено на рисунке 2.

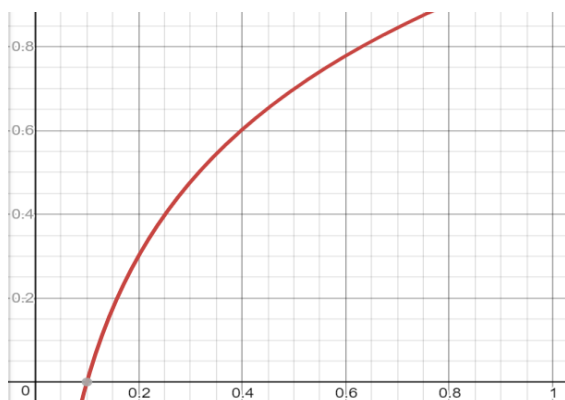


Рис. 3. Графическое отображение закона Вебера — Фехнера.

Fig. 3. Weber–Fechner law

Запишем функцию закона Вебера-Фехнера:

$$y_p(x) = \ln x \quad (6)$$

Видно, что ход кривых графиков рис. 3 и 2 различен, хотя их характер весьма схож, что является причиной, по которой гамма-коррекция в современных системах телевидения сохранена в изначальном виде.

Следует отметить, что пользователь имеет возможность корректировать яркость и контраст контролируемого изображения на основе личных

предпочтений или инструментальных измерений. Такие преобразования соответствуют смещению кривой рис. 3 относительно кривой рис. 2. Введем в выражение (6) соответствующие параметры.

$$y_p(x) = a \ln(x + b), \quad (7)$$

где a соответствует изменению контраста, а b — изменению яркости изображения. Оптимальные условия видеоконтроля по критерию восприятия максимума градаций яркости изображения соответствуют максимально возможному приближению функций (4) и (6), что можно представить в виде оптимизационной задачи минимизации их СКО:

$$\arg \min_{a,b} \int_0^1 (a \ln(x) + b - x^{0.45})^2 dx \quad (8)$$

Эта задача может быть решена численно. В результате получаем $a=0,21$, $b=0.9$ с погрешностью 0,001, достаточность которой определяется 8-битным представлением данных и способностью человека различать не более 100 градаций (с учетом их неравномерности). Графически результат оптимизации показан на рис. 4.

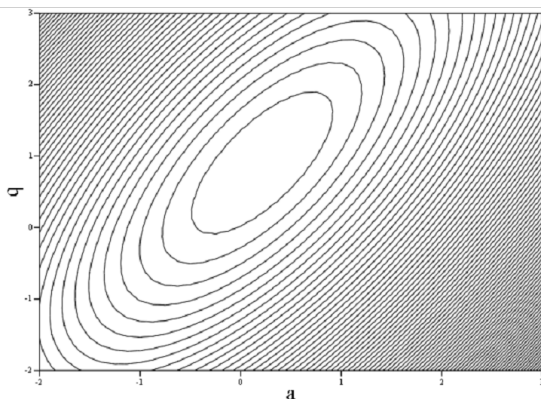


Рис. 4. Поиск оптимальных параметров a и b .
 Fig. 4. Search for the optimal parameters a and b

На рисунке 5 показаны графики зависимостей (4) (сплошная линия) и (7) с оптимизированными параметрами (пунктир).

Рассматривая закон Вебера — Фехнера, применяемый при передаче изображения, исследуем особенности различных вариантов кодирования уровней квантования. Как показано в [1, 2] возможно $(2^n)!$ различных вариантов кодирования, при которых уровни кодируются не взвешенным кодом, соответствующим двоичному представлению номера уровня кванто-

вания в порядке их возрастания, а любым другим способом установления взаимно однозначного соответствия уровня квантования и определенной двоичной кодовой комбинации. Из [3, 4] следует, что при определенных условиях «правильный» выбор способа кодирования позволяет заметно уменьшить влияние помех на качество восстанавливаемого сигнала [6, 7].

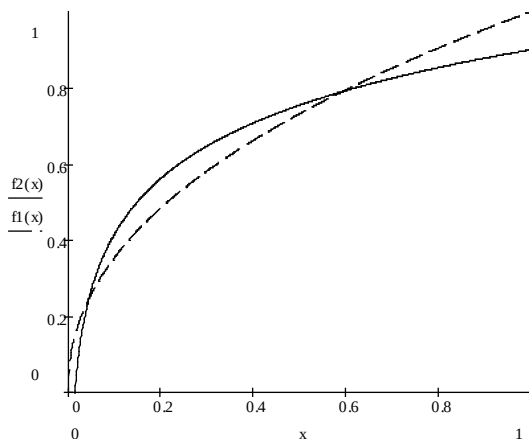


Рис. 5. К сравнению гамма-коррекции и закона Вебера — Фехнера.

Fig. 5. Comparison of gamma correction and the Weber – Fechner law

Для поиска такого варианта с точной количественной оценкой возможного выигрыша воспользуемся следующим алгоритмом:

1) Составить матрицу рисков для квантования по 256 уровням. В результате будут определены наиболее «ценные» элементы сообщения, неверный прием которых может привести к серьезным искажениям исходного сигнала, а также менее «ценные», на сохранность которых можно обратить меньшее внимание. Например, «стоимость» синхросигнала будет выше, чем стоимость одного отсчета [8].

Матрица рисков будет иметь вид:

$$R = \begin{Bmatrix} r_{0,0} & \dots & r_{0,255} \\ \dots & \dots & \dots \\ r_{255,0} & \dots & r_{255,255} \end{Bmatrix}, \quad (9)$$

где элемент $r_{i,j}$ будет принимать значение риска в том случае, если вместо i -го значения было принято j -е. При этом заметим, что на главной диагонали матрицы значения будут нулевые, так как риск при получении значения именно переданного элемента — нулевой.

В телевизионных системах, как было сказано выше, используется ограниченный динамический диапазон значений. Уровни 0 и 255 используются для синхронизации. Будем считать, что риск ошибки, приводящей к такому уровню сигнала, максимален. В условиях оптимально настроенного, как показано выше, видеоконтрольного устройства уровни ниже черного и выше белого, находящиеся в резервных зонах, отображаются, соответственно, как черный и белый, что вносит нелинейность в функцию риска. Принимая, что величина шума квантования в гамма-скорректированном сигнале линейна по восприятию, функция стоимости будет иметь вид:

$$S(x, \Delta x) = \begin{cases} 1, & x + \Delta x \geq 255 \\ \frac{|\Delta x|}{255}, & x + \Delta x \geq 16 \wedge x + \Delta x \leq 235 \\ \frac{235 - x}{255}, & x + \Delta x > 235 \wedge x + \Delta x < 255 \\ \frac{x - 16}{255}, & x + \Delta x < 16 \wedge x + \Delta x > 0 \\ 1, & x + \Delta x \leq 0 \end{cases} \quad (10)$$

где x — номинальное (переданное) значение яркости, а Δx — ошибка. Для вычисления матрицы стоимости следует перейти к функции $S1(x, y) = S(x, \Delta x - x)$, где y — полученное значение яркости. Визуализация матрицы стоимости показана на рис. 6. Сама матрица здесь не приводится ввиду ее размера.

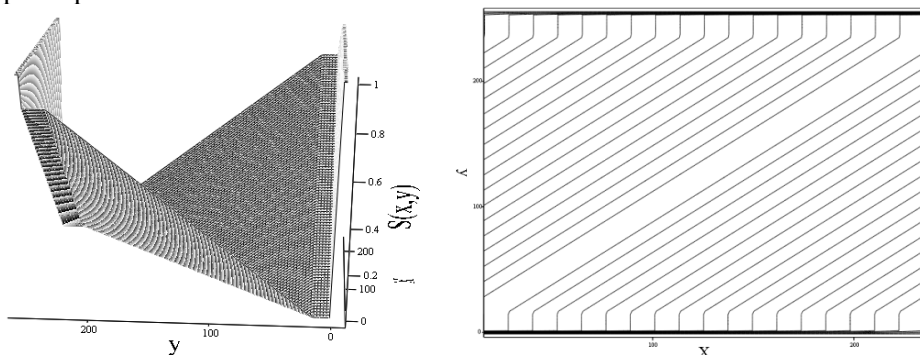


Рис. 6. Визуализация матрицы стоимости в виде 3d графика и линий уровней.

Fig. 6. Visualization of the cost matrix in the form of 3d graphs and level lines

При построении матрицы функции стоимости было сделано предположение, что выполняется квантование с шумом, восприятие которого ли-

нейно (ощущение шума не зависит от уровня сигнала). Выше показано, что при использовании стандартной гамма-коррекции это не выполняется в точности — в области низких значений уровня сигнала яркости шумы квантования несколько заметнее, чем в области высоких значений [9]. Это можно учесть при построении функции стоимости, взвешивая ее значения на отношение функций (7) и (4):

$$S_p(x, \Delta x) = \begin{cases} 1, & x + \Delta x \geq 255 \\ \frac{|\Delta x|}{255} \cdot \frac{y_p(x/255)}{y(x/255)}, & x + \Delta x \geq 16 \wedge x + \Delta x \leq 235 \\ \frac{235 - x}{255} \cdot \frac{y_p(x/255)}{y(x/255)}, & x + \Delta x > 235 \wedge x + \Delta x < 255 \\ \frac{x - 16}{255} \cdot \frac{y_p(x/255)}{y(x/255)}, & x + \Delta x < 16 \wedge x + \Delta x > 0 \\ 1, & x + \Delta x \leq 0 \end{cases} \quad (11)$$

Результаты визуализации (11) показаны на рисунке 7.

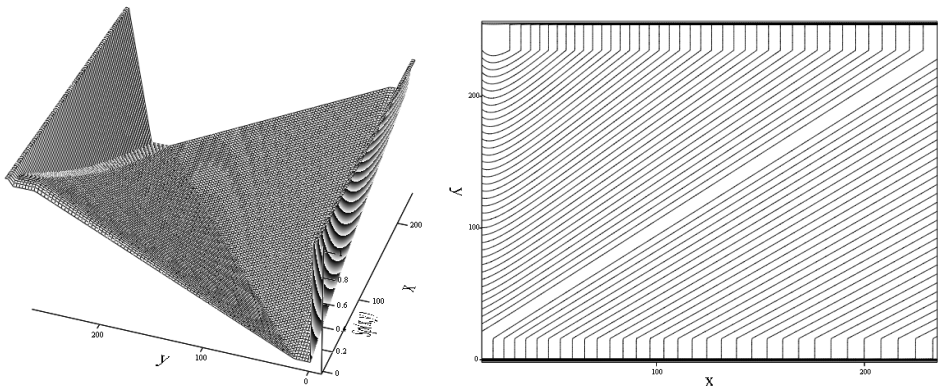


Рис. 7. Визуализация матрицы стоимости, учитывающей закон Вебера — Фехнера в виде 3d графика и линий уровней.

Fig. 7. Visualization of the cost matrix, taking into account the law of Weber–Fechner in the form of 3d graphics and level lines

По линиям уровней можно видеть, что максимальные отличия графиков рис. 5 и рис. 6 локализованы в области максимальной стоимости (максимальной разности принятых-переданных значений). Кроме того, следует отметить, что стоимость ошибки несколько снижается для больших яркостей, поскольку при квантовании с использованием $\gamma=0,45$

разрешающая способность квантования, как видно из рис. 5, несколько избыточна.

2) Учтем, что каждый риск должен возникать с какой-то вероятностью. Для удобства отражения вероятностей появления каждого риска введем матрицу вероятностей. Будем учитывать, что сумма вероятностей в каждой строке матрицы должна быть равна единице [10].

В общем случае матрица вероятностей возникновения рисков искажений имеет вид:

$$P = \begin{Bmatrix} p_{0,0} & \dots & p_{0,255} \\ \dots & \dots & \dots \\ p_{255,0} & \dots & p_{255,255} \end{Bmatrix} \quad (12)$$

3) Также необходимо учесть вероятность появления элемента в канале передачи. Для записи этих вероятностей используем вектор вероятностей появления значения сигнала в канале [11]. Вектор для квантования по 256-ти уровням выглядит как:

$$P_c = \begin{Bmatrix} p_0 \\ \dots \\ p_{255} \end{Bmatrix} \quad (13)$$

4) После введения всех характеристик кодирования можно вычислить коэффициент рисков искажений (формула указана для 256-ти уровней квантования):

$$K = \sum_{i=0}^{255} \sum_{j=0}^{255} (r_{i,j} \cdot p_{i,j}) \cdot P_i \quad (14)$$

Заметим, что согласно формуле, коэффициент рисков равен математическому ожиданию величины риска [12].

5) Вычислим дисперсию величины риска варианта кодирования. Формула дисперсии имеет вид:

$$D(R) = M(R^2) - (M(R))^2 \quad (15)$$

где $M(R)$ — математическое ожидание величины риска.

Ранее было отмечено, что $M(R) = K$, значит формулу можно представить в виде:

$$D(R) = M(R^2) - K^2 \quad (16)$$

Формула математического ожидания квадрата величины риска:

$$M(R^2) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n ((r_{i,j})^2 \cdot p_{i,j}) \cdot P_i \quad (17)$$

Если уровни квантования кодировать другим способом, то значения дисперсии будут меняться [13].

Всего существует $(2^n)!$ вариантов кодирования, где n — количество символов в кодовой комбинации. Например, в рассматриваемом случае существует $(2^8)! = 256!$ вариантов кодирования. Это число очень большое для ручных расчетов, однако при автоматизации расчетов «наилучший» вариант кодирования найти достаточно легко [14].

3. Заключение

Таким образом, в результате работы был предложен алгоритм выбора варианта кодирования при передаче изображения, исходя из заданных входных характеристик (вероятностей передачи тех или иных кодовых комбинаций и рисков их ошибочной передачи). В работе вместо линеаризации по ощущениям шкалы квантования телевизионного сигнала предлагается оптимизировать выбор кодовых комбинаций для передачи изображения по данному алгоритму.

Одним из возможных дальнейших направлений работы является учет наличия нескольких каналов передачи видеoinформации, например, трех для цветного телевидения или большего количества для спектроскопических систем. Даже для первого случая при передаче сигналов применяется несколько цветовых моделей, например, *RGB* или *YCrCb*. При этом, с одной стороны, в каналах *R*, *G*, и *B* применяется не являющаяся оптимальной с позиции минимизации числа уровней квантования при визуальном контроле изображения гамма-коррекция, а с другой стороны, известно, что указанные модели не являются равноконтрастными, то есть, изменение, например, цветового тона или насыщенности на определенную величину будет в разной степени заметно в зависимости от выбора начальных значений координат выбранного цвета. Изложенное дает предпосылки к оптимизации способов кодирования таких сигналов, однако и число вариантов кодирования резко возрастает, например, для цветного изображения число вариантов кодирования составляет уже $2563!$, что без определенной предварительной оптимизации делает задачу выбора оптимального набора кодовых комбинаций не решаемой в разумные сроки современными вычислительными средствами.

Список литературы

1. Аджемов А. С., Кудряшова А. Ю. Особенности оценки качества передачи сигналов в различных метрических пространствах // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. 2017. Т. 17, № 4. С. 886—888.
2. Adzhemov A. S., Kudryashova A. Y. About features of evaluation of the quality of generation and signal processing at stage transformations in wiring and optical communication systems // IEEE International Scientific Conference Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. Moscow, 2018. Pp.1—4.
3. Adzhemov A. S., Kudryashova A. Y. Features rate estimation options binary codewords with the digitalization of the signal // IEEE International Scientific Conference Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYN-CHROINFO). Minsk, 2018. Pp. 1—5.
4. Adzhemov A. S., Kudryashova A. Y. Building an Algorithm for Estimating the Effective Coding of a Source when Converting Signals in Various Metric Spaces // IEEE Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). S.-Petersburg, 2018. Pp. 1—4.
5. Аджемов А. С., Кудряшова А. Ю. Об особенностях оценки качества преобразования сигналов при последовательных преобразованиях в различных метрических пространствах // Материалы XII Международной отраслевой научно-технической конференции «Технологии информационного общества». 2018. С. 211—213.
6. Аджемов А. С., Кудряшова А. Ю. Особенности оценки мощности множества вариантов выбора двоичных кодовых комбинаций при цифровизации сигнала // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2018. Т. 9, № 1. С. 5—8.
7. Кудряшова А. Ю. Особенности оценки кодирования при различных конфигурациях пространства источника // DSPA : Вопросы применения цифровой обработки сигналов, 2018. Том 8, № 3. С. 228—232.
8. Adzhemov A. S., Kudryashova A. Y., Application of Weber-Fechner Law in Image Transmission in the Field of Onboard Communications // IEEE International Scientific Conference Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications (ON BOARD 2019). Moscow, 2019. Pp. 1—6.
9. Adzhemov A. S., Kudryashova A. Y. Evaluation program of an efficient source coding algorithm under the condition of converting metric spaces // IEEE Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). S.-Petersburg, 2019. Pp. 1—5.
10. Аджемов А. С., Кудряшова А. Ю., Долгопятова А. В. Построение эффективного алгоритма оценки кодирования источника при преобразовании метрических пространств // Материалы XII Международной отраслевой научно-технической конференции «Технологии информационного общества». 2019. С. 195—198.
11. Fenchuk M. M., Sineva I. S., Bott A. V. Preliminary genetic-like coding of random and deterministic message source's structures // T-comm : Telecommunications and Transport. 2016. Vol. 10, No. 10. Pp. 60—65.
12. Баталов А. Э., Синева И. С. Алгоритмы генетического кодирования при различных конфигурациях пространства источника // T-COMM : телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9, № 7. С. 53—59.
13. Фенчук М. М., Синева И. С. Оптимизация алгоритма генетического кодирования для пространств произвольных размерностей // T-COMM: телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9, № 7. С. 74—79.

14. Adzhemov A. S., Kudryashova A. Y. Model of Effective Color Image Coding Taking into Account the Peculiarities of Colorimetry System // IEEE International Scientific Conference Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). Yaroslavl, 2019. Pp. 1—4.

Информация об авторах

Аджемов Артем Сергеевич, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой кафедры общей теории связи Московского технического университета связи и информатики (МТУСИ), г. Москва, Российская Федерация. ORCID 0000-0002-1616-323X.

Кудряшова Анастасия Юрьевна, аспирант, ассистент кафедры общей теории связи Московского технического университета связи и информатики (МТУСИ), г. Москва, Российская Федерация. ORCID 0000-0002-3673-7667.

Information about the authors

Artem S. Adzhemov, Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of the Department of the General Theory of Communications of the Moscow Technical University of Communications and Informatics (MTUCI), Moscow, Russian Federation. ORCID 0000-0002-1616-323X.

Anastasiya Y. Kudryashova, graduate student, assistant at the Department of General Theory of Communications, Moscow Technical University of Communications and Informatics (MTUCI), Moscow, Russian Federation. ORCID 0000-0002-3673-7667.

УДК 621.391

Синтез комплексных дуальных фреймов Вейля — Гейзенберга для спектрального анализа нестационарных сигналов¹

¹ Волчков В. П., ² Санников В. Г.

^{1,2} Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ)

ул. Авиаторная, 8а, г. Москва, 111024, Российская Федерация

¹ volchkovvalery@mail.ru, ² tes_mtuci@mail.ru

Получено: 22 июля 2019 г.

Отрецензировано: 13 сентября 2019 г.

Принято к публикации: 16 сентября 2019 г.

Аннотация: Для спектрально-временного анализа различных нестационарных процессов предлагается использовать специальный инструментарий — дуальные комплексные фреймы Вейля — Гейзенберга, позволяющие разлагать сигналы на хорошо локализованные по времени и частоте фрагменты с возможностью более детального спектрального анализа сигнала в каждом выделенном временном окне. Разрабатывается алгебраический метод синтеза таких дуальных фреймов для дискретных сигналов на конечном интервале, допускающий гибкую настройку частотно-временного разрешения и быструю вычислительную реализацию. Приводятся результаты вычислительного эксперимента, подтверждающие хорошие свойства полученных фреймов для задач обнаружения-различения.

Ключевые слова: дуальный комплексный фрейм Вейля — Гейзенберга, синтез оптимальных фреймов, хорошая частотно-временная локализация, сигнальный фрейм, эффективная вычислительная реализация, частотно-временное разрешение.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Волчков В. П., Санников В. Г. Синтез комплексных дуальных фреймов Вейля — Гейзенберга для спектрального анализа нестационарных сигналов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т. 2, № 4. С. 503—514.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Волчков, В. П. Синтез комплексных дуальных фреймов Вейля-Гейзенберга для спектрального анализа нестационарных сигналов / В. П. Волчков, В. Г. Санников // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2019. — Т. 2, № 4. — С. 503—514.

¹ Статья является расширенной версией доклада, представленного на 29-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2019 (Севастополь, РФ, 8—14 сентября 2019 г.).

Synthesis of complex dual frames Weil–Heisenberg for spectral analysis of non-stationary signals

V. P. Volchkov and V. G. Sannikov

Moscow Technical University of Communications and Informatics (MTUCI)

8a, Aviamotornaya Str., Moscow, 111024, Russian Federation

volchkovvalery@mail.ru

Received: July 22, 2019

Peer-reviewed: September 13, 2019

Accepted: September 16, 2019

Abstract: *For spectral-temporal analysis of various non-stationary processes, it is proposed to use special tools – Weil–Heisenberg dual complex frames, which allow decomposing signals into fragments well-localized in time and frequency with the possibility of a more detailed spectral analysis of the signal in each selected time window. An algebraic method is being developed for the synthesis of such dual frames for discrete signals on a finite interval, allowing flexible tuning of the time-frequency resolution and fast computational implementation. The results of a computational experiment are presented, confirming the good properties of the obtained frames for detection-discrimination problems.*

Keywords: *Weil–Heisenberg dual complex frame, optimal frame synthesis, good frequency-time localization, signal frame, efficient computational implementation, frequency-temporal resolution.*

For citation (IEEE): V. P. Volchkov and V. G. Sannikov, “Synthesis of complex dual frames Weil–Heisenberg for spectral analysis of non-stationary signals”, *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 4, pp. 503–514, 2019. (In Russ.).

1. Введение

Одной из важнейших задач современных интеллектуальных систем обработки информации является разработка эффективных методов и алгоритмов спектрально-временного анализа процессов, наблюдаемых на выходе различных устройств цифровой регистрации. Такие процессы часто являются нестационарными, что сильно затрудняет или ограничивает применение классических алгоритмов цифрового спектрального анализа, основанных на дискретном преобразовании Фурье (ДПФ). Эффективным методом преодоления этих недостатков является переход разложениям

сигналов по системам функций, которые хорошо локализованы по времени и частоте, но при этом не обязательно являются ортогональными [1—10]. В [11—12] для этих целей предлагается использовать так называемые фреймы Вейля — Гейзенберга (сокращенно WH-фреймы).

Данная работа посвящена дальнейшему развитию фреймового подхода к проблеме спектрально-временного анализа нестационарных сигналов на основе, так называемых дуальных WH-фреймов (сокращенно DWH-фреймов) с хорошей частотно-временной локализацией. Важная отличительная особенность этих фреймов от тех, которые предлагались ранее, состоит в том, что теперь в каждом выделенном временном окне детализация спектра анализируемого сигнала по частоте может быть увеличена за счет уменьшения шагов частотной сетки при том же диапазоне анализируемых частот и количестве дискретных отсчетов сигнала, полученных с устройства регистрации. Такое уменьшение частотной сетки частот (при той же или большей разрешающей способности WH-фрейма по частоте) можно рассматривать как процедуру дополнительной спектральной интерполяции, которая в обычном WH-фрейме отсутствует. Кратность уменьшения частотной сетки и частотно-временная локализация фреймовых функций определяются коэффициентом $P \geq 2$ пересыщения спектральными отсчетами, который входит в описание дуального WH-фрейма в качестве параметра. Из общей теории фреймов известно, что благодаря такому «перенасыщению» спектральными отсчетами можно обеспечить одновременно хорошую аппроксимацию сигнала и высокое частотно-временное разрешение отдельных его компонент, что говорит об актуальности и практической значимости фреймового представления сигналов для интеллектуальных систем обработки информации.

В частности, при классическом ДПФ спектральном анализе сигналов на фоне детерминированных помех и шума может складываться ситуация, когда соседняя мощная помеха и шум просачиваются в соседние частотные бины, «забывая» близлежащие спектральные составляющие сигнала. В результате спектральные оценки сигнала оказываются недостоверными — наблюдается их смещение, маскировка или подавление. В этой ситуации помеха может быть существенно отсеleктирована, а шум подавлен, если использовать специальный банк фильтров с хорошим частотно-временным разрешением. Именно такие банки и предлагается строить на базе дуальных фреймов. Разрабатывается алгебраический метод синтеза дуальных фреймов для дискретных сигналов на конечном интервале, допускающий гибкую настройку частотно-временного разрешения и быструю вычислительную реализацию. Приводятся результаты вычислитель-

ного эксперимента, подтверждающие хорошие свойства полученных фреймов и возможность их применения для борьбы с помехами и шумами.

2. Математическая формализация задачи и ее решение

Любой банк цифровых фильтров, предназначенный для частотно-временного анализа сигналов, может быть синтезирован на основе теории полифазных разложений [13]. Однако такой подход к синтезу обычно предполагает, что входной дискретный сигнал имеет вид бесконечной последовательности, что на практике обычно не выполняется. Реально приходится иметь дело с конечными пакетами дискретных сигналов, полученными в результате дискретизации непрерывных сигналов на конечном интервале времени Δ_t и занимающих частотный диапазон Δ_f . Кроме того, метод полифазных разложений предполагает, что формирующий импульс банка фильтров выбран, обладает нужными свойствами, однако процедура его нахождения мало конструктивна и порой требует больших вычислительных затрат. Альтернативой полифазному методу является подход, основанный на синтезе оптимальных дискретных WH-фреймов по желаемому эталону Габора [11—12]. Главные его достоинства: с одной стороны математическая строгость, непосредственно вытекающая из прикладной теории матричного анализа, с другой — простота математического инструментария и разнообразие возможностей применения в различных приложениях из-за возможности быстрой вычислительной реализации получаемых алгоритмов.

Рассматриваемые ниже дуальные WH-фреймы отличаются от обычных тем, что в них частота и время формально меняются местами. В результате все достоинства, связанные с пересыщением временных сдвигов в классическом WH-фрейме, переносятся на частотную область, позволяя получать более гибкие и эффективные алгоритмы спектральной обработки.

В дальнейшем будут рассматриваться дуальные комплексные WH-фреймы на конечном дискретном интервале времени. Учитывая указанную инверсию временных и частотных параметров, синтез дуальных комплексных WH-фреймов будет во многих чертах повторять схему построения обычных комплексных фреймов, описанную в [11]. Поэтому приведем ее в более кратком изложении, делая акцент на отличиях, приводящих к новым особенностям.

Предполагается, что исходный непрерывный формирующий импульс $g(t), t \in \mathbb{R}$ желаемой DWH-фреймовой системы является четной функцией, имеет эффективную длительность T и ширину полосы

$F=1/T$, количество используемых базовых частотных и временных сдвигов равно M и L , соответственно. Тогда произведение $N=ML \geq M$ определяет общее число базовых элементов частотно-временного разрешения, перекрывающих временной диапазон $\Delta_t=[0, T_o]$, $T_o=LT$ и частотный диапазон $\Delta_f=[0, W]$, $W=MF$. Если анализируемые сигналы являются комплексными, частота дискретизации в системе выбирается равной $f_d=W$, а общее число дискретных временных отсчетов, укладываемых в диапазоне Δ_t , будет равно $T_o f_d=ML=N$. С учетом этого после дискретизации и циклической редукции формирующий импульс фрейма принимает вид

$$g_c[n] = (g[(n)_{[N]}] + g[(-n)_{[N]}]) / 2, \quad n \in J_N = \{0, 1, \dots, N-1\}, \quad (1)$$

где $g[n] = g(n/f_d)$, $(n)_{[N]} = n \pmod{N}$ — модуль числа $n \in J_N$ по основанию N . Определим фреймовый параметр — коэффициент перенасыщения частотными сдвигами, как натуральное число $P \geq 2$, делящее L , $M_o = MP > M$ — количество фреймовых сдвигов по частоте, превышающее число базовых частотных сдвигов M . Тогда желаемая дуальная WH-система дискретных комплексных функций Габора на конечном дискретном интервале $J_N = \{0, 1, \dots, N-1\}$ описывается выражениями

$$\mathbf{G} = (G(i, \mu)) = (\mathbf{G}^{(0)}, \dots, \mathbf{G}^{(NP)}) = (\Phi_{k,l}[n]), \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \Phi_{k,l}[n] &= g_c[n-lM] \exp(j2\pi kn / M_o), \\ n &\in J_N, \quad k \in J_{M_o}, \quad l \in J_L, \end{aligned} \quad (3)$$

Согласно (2—3), эталонная система Габора представляет матрицу $\mathbf{G}$ размерности $(N \times NP)$, в которой по столбцам $\mathbf{G}^{(\mu)} = [\Phi_{k,l}(0), \dots, \Phi_{k,l}(N-1)]^T$ стоят сдвинутые по времени и частоте импульсы $g_c[n]$. Однозначная связь $\mu = \psi(l, k)$ между одномерной индексацией $\mu \in J_{NP}$ и двухмерной $(l, k) \in J_L \times J_{M_o}$ задает закон упорядоченности функций внутри WH-системы (3) и может варьироваться.

Параметр $k \in J_{M_o}$ определяет сдвиги по частоте, параметр $l \in J_L$ — сдвиги по времени. Общее таких дискретных функций (импульсов) в системе (3) равно $N_- = PN \geq N$, т. е. превышает комплексную размерность N -сигнального пространства $\mathcal{L}(\mathbf{G}) = \mathbb{C}^N$, натянутого на систему функций

$\mathbf{G}$. Однако это не мешает разложению любого дискретного комплексного сигнала $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_N]^T \in \mathbb{C}^N$ по системе функций $\mathbf{G}$

$$\mathbf{x} = \mathbf{G}^* \mathbf{s} \in \mathbb{C}^{N_-} \quad (4)$$

и его обратному восстановлению по коэффициентам $\mathbf{x}$

$$\mathbf{s} = \mathbf{G}\mathbf{x} = \mathbf{G}\mathbf{G}^* \mathbf{s} \in \mathbb{C}^N, \quad (5)$$

если эта система является жестким (плотным) фреймом, т. е. удовлетворяет условию

$$\|\mathbf{G}^* \mathbf{s}\|^2 = A \|\mathbf{s}\|^2,$$

где $A > 0$ — граница фрейма, $\|\cdot\|$ — евклидова норма, $(\cdot)^*$ — оператор эрмитового сопряжения матриц. Согласно инженерной трактовке вектор (4) описывает так называемый фреймовый частотно-временной спектр сигнала. Если эталонная система (2—3) выбрана правильно, то по такому спектру можно детально судить о его свойствах, даже если сигнал не стационарен.

Для хорошей обусловленности и вычислительной эффективности процедур (4)—(5) следует использовать жесткий фрейм с границей $A=1$. В этом случае согласно (5) матрица $\mathbf{G}\mathbf{G}^*$ должна быть единичной, т.е. прямоугольная матрица $\mathbf{G}$ должна состоять из ортонормированных строк. Однако, приведенные выше построения (2)—(3) это не гарантируют. Поэтому все дальнейшие действия будут сводиться к нахождению оптимального жесткого DWH-фрейма $\mathbf{U}_{opt}$ с единичными границами, который наилучшим образом приближает желаемый эталон $\mathbf{G}$. При этом будем предполагать, что матрица $\mathbf{B} = \mathbf{G}\mathbf{G}^*$ положительно определена, что на практике всегда выполняется.

Обозначим $\mathfrak{A}_{m,n} = \{\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{m \times n} : \mathbf{U}\mathbf{U}^* = \mathbf{I}_m, m < n\}$ множество прямоугольных матриц с ортонормированными строками. Тогда синтез матрицы оптимального DWH-фрейма $\mathbf{U}_{opt} \in \mathfrak{A}_{N,N_-}$ по заданному эталону $\mathbf{G}$ можно представить как решение следующей экстремальной задачи

$$\mathbf{U}_{opt} : \min_{\mathbf{U} \in \mathfrak{A}_{N,N_-}} \|\mathbf{G} - \mathbf{U}\|^2. \quad (6)$$

Определим блочно-диагональную унитарную $(N \times N)$ -матрицу

$$\mathbf{F} = \mathbf{I}_M \otimes \mathbf{F}_o, \quad \mathbf{F}_o = L^{-1/2} (\exp(j2\pi pq / L))_{p,q \in J_L}, \quad (7)$$

в которой по диагонали стоят унитарные матрицы Фурье $\mathbf{F}_o$ размерности, $(L \times L)$ и сформируем ортогональную матрицу перестановки $\mathbf{P} \in \mathfrak{A}_N$

$$\mathbf{P} = (P(i, j))_{i, j \in J_N}, \quad P(i, j) = \begin{cases} 1, & \text{если } j = M i_{[L]} + \lfloor i / L \rfloor; \\ 0, & \text{иначе} \end{cases}, \quad (8)$$

где $a_{[n]} = a \pmod n$, $\lfloor \cdot \rfloor$ — оператор взятия целой части числа.

Обозначим через $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N) \in \mathcal{M}_N$ матрицу, у которой на диагонали стоят собственные числа матрицы $\mathbf{B} = \mathbf{G}\mathbf{G}^*$. Тогда справедливы следующие теоремы.

Теорема 1. Все собственные числа $\lambda_i > 0$ матрицы $\mathbf{B} = \mathbf{G}\mathbf{G}^*$ положительны, имеют кратность не меньше P и могут быть получены из значений $g_c[n]$, $n \in J_N$, формирующего импульса (1) по следующей формуле

$$\begin{aligned} \lambda &= \sqrt{L} \mathbf{F}^* \tilde{\mathbf{b}}, \quad \tilde{\mathbf{b}} = (\tilde{\mathbf{b}}_0^T, \dots, \tilde{\mathbf{b}}_M^T)^T \in \mathbb{C}^N, \\ \tilde{\mathbf{b}}_l &= (\tilde{b}_l[0], \dots, \tilde{b}_l[L-1])^T \in \mathbb{C}^L, \\ \tilde{b}_l[i] &= \begin{cases} PM \sum_{l=0}^{L-1} g_c[lM + p'] g_c[(i+l)_{[L]}M + p'], & i \in J_L \text{ \& } i_{[P]} = 0 \\ 0, & i \in J_L \text{ \& } i_{[P]} \neq 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (9)$$

Теорема 2. Матрица оптимального DWH-фрейма может быть вычислена в явном виде по формулам

$$\mathbf{U}_{opt} = \mathbf{H}\mathbf{G}, \quad \mathbf{H} = \mathbf{P}^T \mathbf{F} \mathbf{\Lambda}^{-1/2} \mathbf{F}^* \mathbf{P}, \quad (10)$$

где $\mathbf{H}$ определяет оператор оптимальной «подгонки» к желаемой эталонной системе функций $\mathbf{G}$ по среднеквадратическому критерию (5).

Из (7)—(10) следует, что матрица $\mathbf{H}$ факторизуется в произведение разреженных матриц $\mathbf{\Sigma}$, $\mathbf{F}$, $\mathbf{P}$, а значит алгоритм нахождения оптимального DWH-фрейма (8) является вычислительно эффективным. Отметим также, что для дуального фрейма (10) структура этих матриц $\mathbf{F}$, $\mathbf{P}$ оказывается более разреженной и чем у аналогичных матриц, полученных в работе [12] для обычного фрейма. Более того, эти матрицы не зависят от коэффициента пересыщения P , а определяются только параметрами L, M базовых сдвигов по времени и частоте.

3. Результаты эксперимента

На рисунках 1—2 представлены трехмерные изображения функций неопределенности (ФН) формирующего импульса оптимального DWH-

фрейма (10), вычисленные для разных значений коэффициента пересыщения $P = 4$, $P = 8$ и одинаковых базовых параметрах $L = 8$, $M = 64$, $N = 512$. Исходным непрерывным формирующим импульсом $g(t)$, $t \in \mathbb{R}$ был выбран гауссиан. Видно, что в обоих случаях достигается хорошая частотно-временная локализация без боковых лепестков. Это обеспечивается во многом благодаря критерию оптимальности (6), согласно которому синтезируемый оптимальный DWH-фрейм $\mathbf{U}_{opt}$ наилучшим образом аппроксимирует эталонную систему функций $\mathbf{G}$ из сдвинутых по времени и частоте дискретных гауссианов (1). В частности, при выбранных параметрах WH-фрейма относительная ошибка отклонения от эталона $\varepsilon_o = 100\% \cdot \|\mathbf{G} - \mathbf{U}_{opt}\| / \|\mathbf{G}\|$ не превышает 1 %. Причем с уменьшением коэффициента $P \in (2, \dots, L)$ шибка ε_o резко возрастает и при $P = 2$ уже составляет 7 %. Соответственно, на вертикальных сечениях ФН появляются боковые лепестки, ухудшающие частотно-временную локализацию.

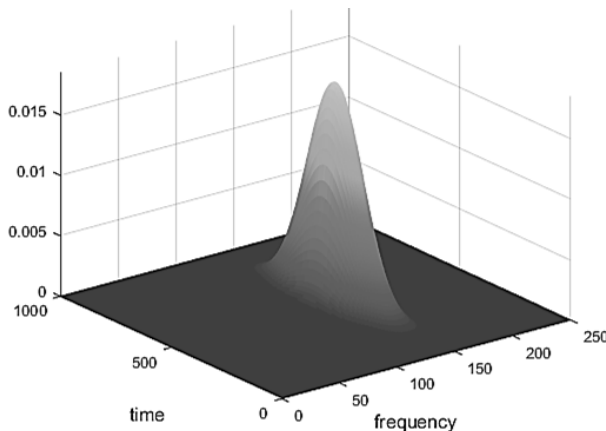


Рис. 1. Функция неопределенности формирующего импульса DWH-фрейма с параметрами $P=8$, $L=8$, $M=64$.

Fig. 1. Ambiguity function of the forming pulse of a DWH frame with parameters $P=8$, $L=8$, $M=64$

Отметим, что для дуального фрейма рост коэффициента пересыщения P равносильен увеличению количеству сдвигов по частоте $M_o = MP > M$ внутри заданного диапазона частот $\Delta_f = [0, W]$, а значит уменьшению расстояния по частоте между соседними импульсами фрейма. Это приводит к сужению ширины спектра каждого импульса, а значит увеличению его эффективной длительности, что мы и наблюдаем, сравнивая ФН на рис. 1—2.

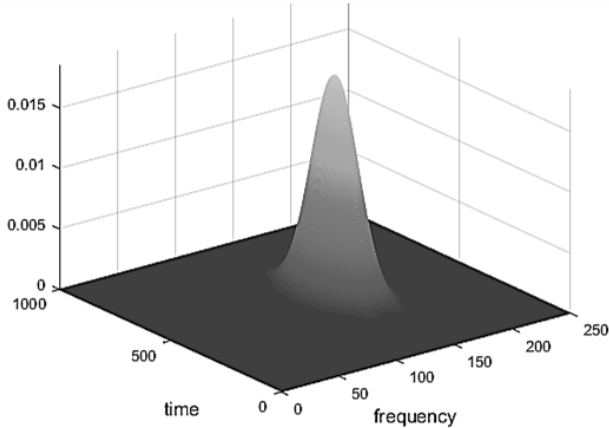


Рис. 2. Функция неопределенности формирующего импульса DWH-фрейма с параметрами $P=4$, $L=8$, $M=64$.

Fig. 2. Ambiguity function of the forming pulse of a DWH frame with parameters $P=4$, $L=8$, $M=64$

Применение оптимального DWH-фрейма для задач спектрально-временного анализа нестационарных сигналов позволяет эффективно разлагать его на хорошо локализованные частотно-временные фрагменты, чтобы потом внутри каждого из них детально изучить его поведение и особенности. Ниже приводится пример, демонстрирующий то, как описанные выше DWH-фреймы с ФН на рис.1—2 могут быть использованы для решения задачи обнаружения-различения двух гармонических сигналов $s_1(t)$, $s_2(t)$ на фоне белого гауссовского шума (АБГШ) $n(t)$ и мощной гармонической помехи $s_3(t)$.

$$\begin{aligned} s_1(t) &= 3\cos(2\pi f_1 t + \varphi_1); \quad s_2(t) = 4\cos(2\pi f_2 t + \varphi_2); \\ s_3(t) &= 20\cos(2\pi f_3 t + \varphi_3); \quad n(t) \sim \mathcal{N}(0; N_o) - \text{АБГШ}; \\ s(t) &= s_1(t) + s_2(t) + s_3(t) + n(t), \\ N_o &= 6.4; \quad f_1 = 74.7 \text{ кГц}; \quad f_2 = 76.5 \text{ кГц}; \quad f_3 = 79.4 \text{ кГц} \end{aligned} \quad (11)$$

В формулах (11) частоты f_1 , f_2 , f_3 сигналов и помехи близки друг другу, $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3 = \pi/4$, а шум $n(t)$ имеет нулевое математическое ожидание и интенсивность N_o .

В процессе эксперимента сравнивались два метода спектрального анализа: один основан на классическом дискретном преобразовании Фурье (DFT), второй использует DWH-фреймы с коэффициентами пересыщения $P=4$ и $P=8$. Перед обработкой непрерывный сигнал $s(t)$ дис-

критеризировался с частотой $f_d = 300$ кГц, а из полученных отсчетов $s_n = s(n / f_d)$, $n \in J_N = \{0, 1, \dots, N-1\}$ формировался сигнальный вектор $\mathbf{s} = [s_0, \dots, s_{N-1}]^T$. Для вычисления фреймового спектра и фреймового разложения сигнала $\mathbf{s}$ использовались формулы

$$\mathbf{x} = \mathbf{U}_{opt}^* \mathbf{s}, \quad \mathbf{s} = \mathbf{U}_{opt} \mathbf{x}.$$

Результаты обработки сигнала (1) DFT/DWH-методами приведены на рис. 3—4. Анализ представленных спектров показывает, что DFT-метод не позволяет обнаружить и тем более различить сигналы $s_1(t), s_2(t)$ на фоне мощной маскирующей помехи $s_3(t)$, потому что их DFT-спектры сильно перекрываются по боковым лепесткам. Указанный эффект, с одной стороны, объясняется плохой частотной локализацией бинов DFT-спектра, а с другой — некрatностью частот f_1, f_2, f_3 расстоянию $\delta_f = f_d / M_o$ между соседними бинами.

Совсем другой результат дает DWH-метод — спектральные составляющие гармонических сигналов и помехи достаточно уверенно обнаруживаются и различаются, позволяя приблизительно оценить их частоты и амплитуды. Причем, как следует из графиков на рис.3—4, DWH-фрейм с коэффициентом пересыщения $P=8$ (рис. 4) обеспечивает более хорошее разрешение сигналов, чем DWH-фрейм с $P=4$ (рис. 3).

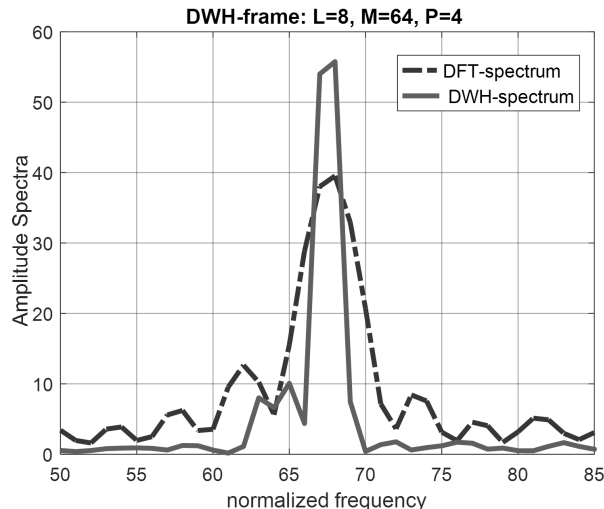


Рис. 3. Спектральный анализ сигнала (11) методами DFT и DWH при $P=4$.

Fig. 3. Spectral signal analysis (11) by DFT and DWH methods for $P=4$

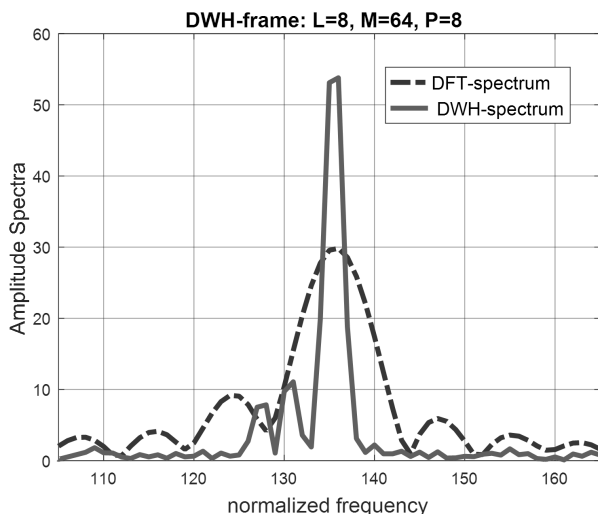


Рис. 4. Спектральный анализ сигнала (11) методами DFT и DWH при $P=8$.

Fig. 4. Spectral signal analysis (11) by DFT and DWH methods for $P=8$

4. Заключение

1) Решена задача синтеза оптимальных комплексных DWH-фреймов, обладающих желаемыми свойствами. При этом выбранный критерий оптимальности (6) минимизирует величину его отклонения от желаемого эталона по среднеквадратическому критерию, что значительно упрощает структуру последующих решений.

2) Предложенный матричный алгоритм нахождения оптимального DWH-фрейма является вычислительно эффективным, поскольку соответствующий оператор оптимальной «подгонки» (10) представляется в виде произведения сильно разреженных матриц.

3) Импульсы оптимального DWH-фрейма очень близки по форме к желаемым импульсам эталона и хорошо локализованы по времени и по частоте, позволяя обеспечить требуемые характеристики частотно-временного разрешения.

4) Спектральный анализ на основе оптимальных DWH-фреймов позволяет при коэффициенте пересыщения $P \geq 4$ эффективно селектировать и различать узкополосные сигналы на фоне мощных соседних помех и шумов, что может иметь большое практическое применение.

Список литературы

1. Gabor D. Theory of communication // J. Inst. Elect. Eng. (London). 1946. Vol. 93, no 111. Pp. 429—457.
2. Добеши И. Десять лекций по вейвлетам. Ижевск : НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика», 2001. 464 с.
3. Wexler J., Raz S. Discrete Gabor expansions // Signal Processing. 1990. Vol. 21. Pp. 207—220.
4. Zibulski M., Zeevi Y. Y. Frame analysis of the discrete Gabor-scheme // IEEE Trans. Signal Processing. 1994. Vol. 42. Pp. 942—945.
5. Qian S., Chen K., Li S. Optimal biorthogonal functions for finite discrete-time Gabor expansion // Signal Processing. 1992. Vol. 27. Pp. 177—185.
6. Augustus J. E., Janssen M., Bolcskei H. Equivalence of Two Methods for Constructing Tight Gabor Frames // IEEE Signal Processing Letters. 2000. Vol. 7, no 4. Pp. 79—82.
7. Bolcskei H., Feichtinger H. G., Hlawatsch F. Diagonalizing the Gabor frame operator // Proc. IEEE UK Symp. Applications Time-Frequency Time-Scale Methods. Univ. Warwick, Coventry, U. K., Aug. 1995. Pp. 249—255.
8. Волчков В. П. Сигнальные базисы с хорошей частотно-временной локализацией // Электросвязь. 2007. № 2. С. 21—25.
9. Volchkov V. P., Petrov D. A. Orthogonal Well-Localized Weyl–Heisenberg Basis Construction and Optimization for Multicarrier Digital Communication Systems // Proc. of ICUMT, St. Petersburg, Oct. 2009.
10. Волчков В. П., Санников В. Г. Синтез ортогональных вещественных сигнальных базисов Вейля — Гейзенберга на основе алгебраического подхода // Электросвязь. 2019. № 5. С. 28—34.
11. Волчков В. П. Синтез комплексных сигнальных фреймов Вейля — Гейзенберга с хорошей частотно-временной локализацией // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т. 2, № 1. С. 86—99.
12. Volchkov V., Sannikov V., Mamonov A. Synthesis of Real Weyl–Heisenberg Signal Frames with Desired Frequency-Time Localization. 2019 24th Conference of Open Innovations Association (FRUCT). Moscow, Russia. 2019. Pp. 502—508.
13. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. М. : Техносфера, 2012. 1048 с.

Информация об авторах

Волчков Валерий Павлович, доктор технических наук, профессор кафедры общей теории связи Московского технического университета связи и информатики «МТУСИ», г. Москва, Российская Федерация.

Санников Владимир Григорьевич, кандидат технических наук, доцент кафедры общей теории связи Московского технического университета связи и информатики «МТУСИ», г. Москва, Российская Федерация.

Information about the authors

Valery P. Volchkov, Doctor of technical sciences (Eng.), Professor of the Department of Fundamentals of the General Theory of Communication of the Moscow Technical University of Communications and Informatics "MTUCI", Moscow, Russian Federation.

Vladimir G. Sannikov, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of General Theory of Communications, Moscow Technical University of Communications and Informatics MTUCI, Moscow, Russian Federation.

Микроволновый метод измерения влажности зерна

Трушкин А. Н.

Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
antrushkin@list.ru

Получено: 1 ноября 2019 г.

Отрецензировано: 15 декабря 2019 г.

Принято к публикации: 20 декабря 2019 г.

Аннотация: Предложен метод измерения влажности зерна в поточном производстве, позволяющий снизить составляющие погрешности измерения, обусловленные неравномерностью распределения влаги в зерне, неоднородностью материала по плотности и температуре. Проведен анализ основных составляющих погрешности измерения. Описана структурная схема измерителя на основе предложенного метода.

Ключевые слова: СВЧ генератор, СВЧ-детектор, модуль коэффициента передачи четырехполюсника, вентиль, рпн-диодный выключатель, антенна, симметричный двунаправленный ответвитель, блок управления и обработки.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Трушкин А. Н. Микроволновый метод измерения влажности зерна // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2019. Т. 2, № 4. С. 515—521.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Трушкин, А. Н. Микроволновый метод измерения влажности зерна / А. Н. Трушкин // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2019. — Т. 2, № 4. — С. 515—521.

Microwave method for measuring grain moisture

A. N. Trushkin

Sevastopol State University

33, Universitetskaya Str., Sevastopol, 299053, Russian Federation

antrushkin@list.ru

Abstract: A method for measuring grain moisture in continuous production, which allows to reduce the components of the measurement error due to the uneven distribution of moisture in the grain, the heterogeneity of the material in density and temperature, is proposed. The analysis of the main components of the measurement error, is proposed. A block diagram of the device based on the considered method is proposed.

Keywords: microwave generator, microwave detector, quadrupole transfer coefficient module, valve, pin-diode switch, antenna, symmetrical bi-directional coupler, control and processing unit.

For citation (IEEE): A. N. Trushkin, "Microwave method for measuring grain moisture", *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 4, pp. 515–521, 2019. (In Russ.).

1. Введение

Контроль и регулирование влажности зерновых материалов позволяет существенно уменьшить материальные потери при их производстве. Снижение этих потерь требует разработки и внедрения эффективных методов и средств измерения влажности зерна. Широкое применение сейчас имеет термогравиметрический метод контроля влагосодержания [1]. Он стандартизирован, имеет высокую точность, не требует специальных методов градуировки, прост в использовании. Однако, как показывает анализ, в настоящее время интенсивно разрабатываются СВЧ-влагометры, не уступающие термогравиметрическому методу в точности, но превосходящие его по производительности измерений и пригодные для работы в поточном производстве. Как показывает анализ, наиболее востребованными при поточном методе контроля влажности зерновых продуктов являются квазиоптические методы, среди которых хорошо зарекомендовал себя амплитудный метод. Он более чем в два раза чувствительнее фазового и в 6 раз чувствительнее метода отражения [2].

В статье предлагается два варианта измерителя, реализующего предлагаемый метод. В обоих вариантах зерно непрерывным потоком движется вдоль горизонтальной оси радиопрозрачного образца с некоторой скоростью. В первом варианте электромагнитные волны, излучаемые

передающими антеннами, проходят через образец во взаимно перпендикулярных направлениях. Каждый из двух СВЧ детекторов, подключенных к выходу своей приемной антенны, преобразует СВЧ сигнал в низкочастотное напряжение, которое несет информацию о влажности зерна. Исследуемый образец с зерном в первом варианте измерителя неподвижен. Во втором варианте образец вращается вокруг своей горизонтальной оси и, в отличие от первого варианта, измеритель вместо двух пар антенн имеет одну и соответственно один СВЧ детектор. Очевидно, что в первом варианте используется более сложный СВЧ тракт и измерительный цикл состоит из двух тактов (в первом такте открыт первый канал, а во втором второй канал). Несомненным достоинством первого варианта является отсутствие вращающихся сочленений в области СВЧ тракта. Второй вариант имеет более простой СВЧ тракт и более высокую производительность измерений, так как измерительный цикл реализуется в одном такте. Однако вращающееся сочленение в этом варианте усложняет конструкцию измерителя. В данной работе рассмотрены два варианта схем измерителей.

2. Схема измерителя с неподвижным образцом

Известна схема измерителя (рис. 1), в которой на каждый из детекторов воздействуют излучаемые волны от обоих генераторов. Каждая из волн, пришедшая на детекторы Д1, Д2, содержит в себе информацию о среде, через которую она прошла — ее амплитуду и фазовый набег [3].

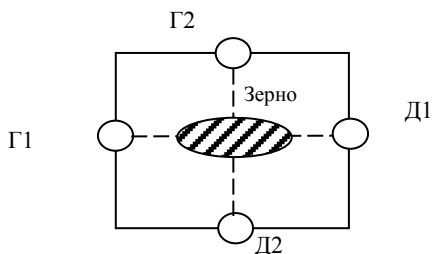


Рис. 1. Схема расположения генераторов и детекторов в 1-м варианте измерителя.

Fig. 1. Arrangement of generators and detectors in the 1st version of the meter

Амплитуда результирующего воздействия на детекторы Д1, Д2 от двух излучателей Г1 и Г2 будет определяться по принципу суперпозиций — как векторная сумма сигналов, прошедших сквозь образец от этих излучателей. Амплитуда прошедшего через материал СВЧ-сигнала в каждом направлении многократно измеряется с последующим определением среднеарифметического измеренных по всем направлениям. Таким образом,

$$\bar{A} = \frac{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m A_{ij}}{mn}, \quad (1)$$

где $\bar{A}$ — среднеарифметическое измеренных по всем направлениям значений амплитуды; n — число направлений (число СВЧ-пар излучателей — приемников); m — число измерений в каждом направлении.

Анализ работы рассмотренного устройства показывает, что определение фазовых соотношений между сигналами от разных источников (порожденных векторным суммированием) приводит к заметным дополнительным погрешностям определения влажности зерна и усложнением алгоритма обработки. Устранить указанный недостаток позволяет метод, обеспечивающий определение влажности через модуль коэффициента передачи четырехполюсника (образца с проходящим зерном) в различных направлениях. На рис. 2 показана структурная схема измерителя.

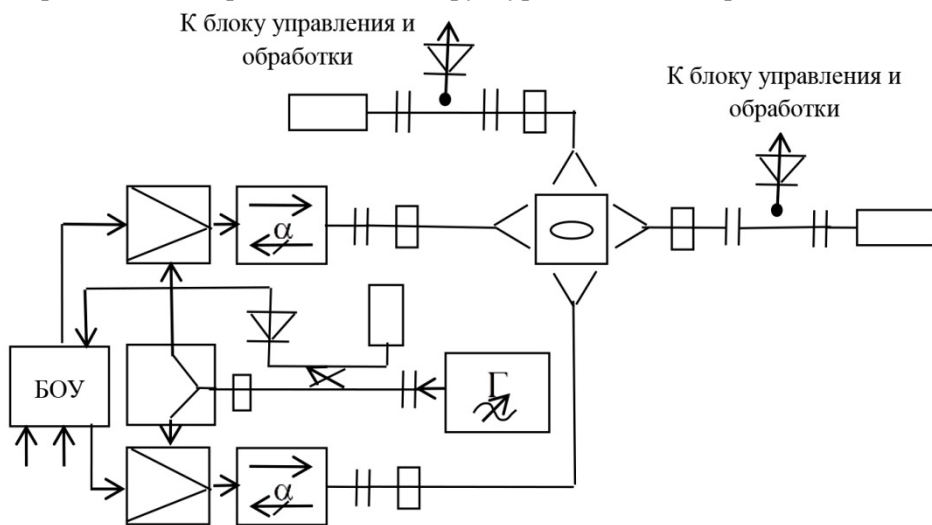


Рис. 2. Структурная схема влажности зерна с неподвижным образцом.

Fig. 2. The structural diagram of the moisture content of the grain with a fixed sample

Измеритель работает следующим образом:

— СВЧ-генератор вырабатывает электромагнитную волну, которая разделяется делителем мощности на две равные части;

— блок управления и обработки поочередно открывает *pin*-диодные выключатели, и передающие антенны последовательно во времени облучают образец с проходящим через него зерном;

— приемные антенны поочередно принимают прошедшие через образец сигналы, и продетектированные СВЧ-детекторами напряжения обрабатываются блоком управления и обработки;

— независимость точности измерения влажности от нестабильности мощности СВЧ генератора обеспечивается нормированием измерительного сигнала с помощью сигнала опорной волны с СВЧ детектора, подключенного ко второму выходу направленного ответвителя.

Очевидно, что с увеличением числа каналов зондирования увеличивается и точность измерения влажности.

Основной вклад в погрешность измерения в рассмотренной схеме вносят составляющие, образующиеся за счет:

- неидентичности АЧХ опорного и измерительных каналов;
- переотражений между элементами СВЧ тракта;
- конечной направленности ответвителя опорной волны;
- неквадратичности характеристик и неидентичности коэффициентов преобразования СВЧ детекторов.

Для минимизации первой составляющей погрешности измерения модуля коэффициента передачи обычно используются устройства, которые выравнивают АЧХ опорного и измерительного каналов автоматически при перестройке СВЧ генератора в заданном диапазоне частот. При этом остаточная неидентичность АЧХ может быть обеспечена до значений 0,01 дБ.

Существенное снижение погрешности за счет переотражений в широкой полосе частот можно обеспечить путем применения широкополосных ферритовых вентилей.

3. Схема измерителя с вращающимся образцом

На рис. 3 показана структурная схема измерителя с вращающимся образцом.

Измеритель работает следующим образом:

— СВЧ-генератор вырабатывает электромагнитную волну, которая распространяется в сторону передающей антенны и, пройдя через вращающийся образец, приемную антенну, измерительный зонд с СВЧ детектором, поглощается согласованной нагрузкой;

— СВЧ детектор преобразует СВЧ колебания, поступающие на его вход, в низкочастотное напряжение, которое усиливается блоком обработки и управления до необходимого уровня;

— часть волны, проходящей через направленный ответвитель, переизлучается в его вторичный канал и поступает на вход СВЧ детектора, который преобразует СВЧ колебания в низкочастотное напряжение, усиливаемое блоком обработки и управления до необходимого уровня;

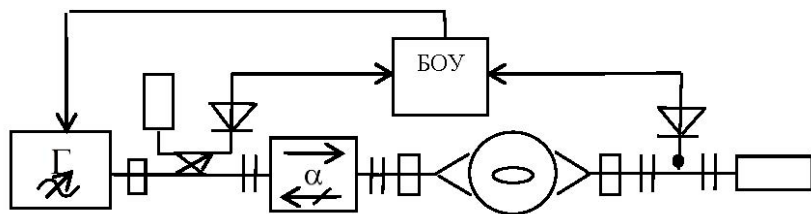


Рис. 3. Структурная схема измерителя влажности зерна с вращающимся образцом.

Fig. 3. Structural diagram of a grain moisture meter with a rotating sample

— блок управления и обработки осуществляет операцию деления напряжения пропорционального сигналу прошедшей волны на напряжение пропорциональное напряжению опорной волны.

Основной вклад в погрешность измерения в рассмотренной схеме вносят составляющие, образующиеся за счет:

- взаимной неидентичности АЧХ опорного и измерительных каналов;
- переотражений между элементами СВЧ тракта;
- конечной направленности ответвителя опорной волны;
- неквадратичности характеристик и неидентичности коэффициентов преобразования СВЧ детекторов.

Средства для минимизации погрешностей, обусловленных неидентичностью АЧХ опорного и измерительных каналов, за счет переотражений аналогичны описанным выше.

4. Заключение

Анализ работы схемы с неподвижным образцом показывает, что благодаря разделению во времени работы каналов выходные напряжения СВЧ-детекторов несут информацию о влажности зерна в модуле коэффициента передачи четырехполюсника, что позволяет повысить точность, упростить алгоритм обработки измерительной информации. Дальнейшими задачами исследования являются повышение точности, совершенствование алгоритмов калибровки и обработки измерительной информации.

Анализ работы схемы измерителя с вращающимся образцом показывает, что благодаря перемешиванию зерна в процессе движения усредненные показатели влажности более точные, чем в предыдущем варианте измерителя. Кроме того, СВЧ тракт второй схемы существенно проще, чем первый, что позволяет минимизировать составляющие погрешности измерения. Дальнейшими задачами исследования являются повышение точности, совершенствование алгоритмов калибровки и обработки измерительной информации.

Список литературы

1. ГОСТ Р 8.633—2007. Государственная система обеспечения единства измерений. Зерно и зернопродукты. Инфракрасный термогравиметрический метод определения влажности.
2. Ахиезер А. И., Ахиезер И. А. Электромагнетизм и электромагнитные волны : учеб. пособ. для вузов. М. : Высш. школа, 1985. 504 с.
3. Саитов Р. И., Марданова Э. М. СВЧ-контроль влажности зерна в условиях мелькомбината. В кн. : Наука — основа образования : сб. науч. тр. Уфа, 1998. С. 57—61.
4. Железняков А. Н., Саитов Р. И., Абдеев Р. Г. СВЧ-влажномер // Автоматизация, телемеханизация и связь в нефтяной промышленности. 2012. № 4. С. 78—80.

Информация об авторе

Трушкин Александр Николаевич, доцент, доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и информационной безопасности Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Information about the author

Alexander Trushkin, Associate Professor, Department of Radio Electronics and Telecommunications, Institute of Radio Electronics and Information Security, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

УДК 621.396.67

Особенности проектирования многоканальных СВЧ устройств миллиметрового диапазона

Белоусов А. А.

АО «Центральное конструкторское бюро автоматики»

просп. Космический, 24а, Омск, 644027, Россия

aockba@ckba.net

Получено: 27 декабря 2019 г.

Отрецензировано: 11 января 2020 г.

Принято к публикации: 14 января 2020 г.

Аннотация: *Представлены практические результаты проектирования многоканальных СВЧ устройств миллиметрового диапазона. Определены основные правила проектирования устройств миллиметрового диапазона, что в конечном итоге позволяет минимизировать трудозатраты на сборку, настройку многоканальных устройств миллиметрового диапазона.*

Ключевые слова: *СВЧ, многоканальные устройства миллиметрового диапазона, миллиметровый диапазон.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Белоусов А. А. Особенности проектирования многоканальных СВЧ устройств миллиметрового диапазона // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2019. Т. 2, № 4. С. 522—527.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Белоусов, А. А. Особенности проектирования многоканальных СВЧ устройств миллиметрового диапазона / А. А. Белоусов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2019. — Т. 2, № 4. — С. 522—527.

Design features of multi-channel millimeter-wave microwave devices

A. A. Belousov

Central design bureau of automatics, JSC
24a, Kosmichesky Ave., Omsk, 644027, Russian Federation
aockba@ckba.net

Received: December 27, 2019

Peer-reviewed: January 11, 2020

Accepted: January 14, 2020

Abstract: Practical results of designing of multichannel microwave of devices of a millimetric range are presented. Key rules of designing of devices of a millimetric range are defined that finally allows to minimise expenditures of labour on assemblage, adjustment of multichannel devices of a millimetric range.

Keywords: microwave, multichannel devices of a millimetric range, a millimetric range.

For citation (IEEE): A. A. Belousov, “Design features of multi-channel millimeter-wave microwave devices,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 4, pp. 522—527, 2019. (In Russ.).

1. Введение

За последние годы российская радиопромышленность все активнее начинает использовать миллиметровый диапазон длин волн. В чем заключаются преимущества миллиметрового диапазона длина волн? Известно: чем выше частота, тем меньше интерференционные помехи и, следовательно, уже луч сигнала (в результате чего его сложнее исказить) [1].

В данной работе приведены практические результаты создания многоканальных устройств миллиметрового диапазона.

2. Идея создания многоканального устройства миллиметрового диапазона

Разработка и производство многоканальных устройств в России существует достаточно продолжительное время [2]. Для устройств, работающих в диапазоне дециметровых и сантиметровых длин волн, со стороны проектирования многоканальных устройств в 2019 году нет никаких сложностей: необходимые нормы и правила хорошо отработаны в 80-х

годах. Но при производстве устройств, работающих в диапазоне миллиметровых длин волн, традиционные конструктивно-технологические решения, применяемые ранее для проектирования изделий дециметрового и сантиметрового диапазона длин волн, оказались неприемлемы [3].

Согласно предложенному техническому заданию устройство переноса частоты должно работать в 9-миллиметровом диапазоне длин волн и состоять из пяти каналов, при этом есть ограничение в максимальных габаритах — размер не более 65 мм на 110 мм. Внешний вид первого варианта устройства переноса частоты приведен на рис. 1.

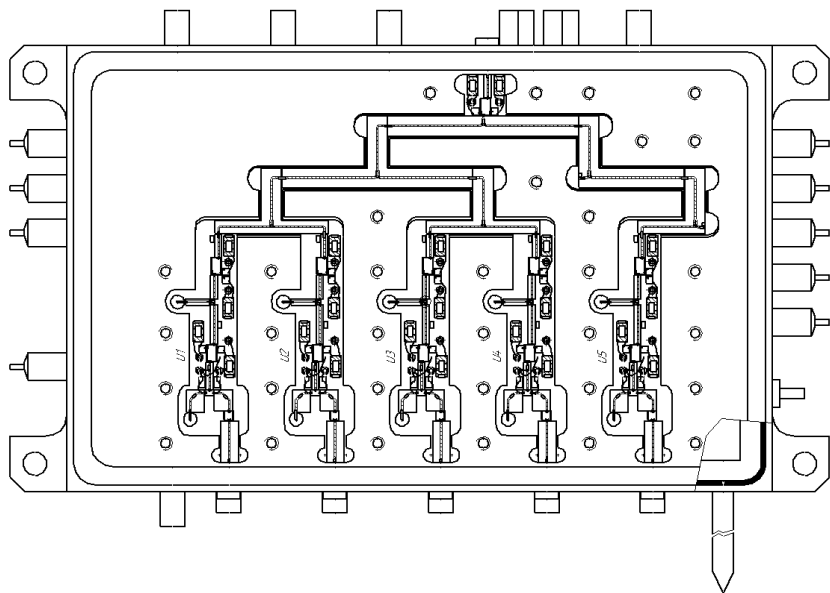


Рис. 1. Вид сверху многоканального устройства миллиметрового диапазона (1-й вариант).

Fig. 1. Top view of a multi-channel device of the first version

Исходя из первоначальных требований была выполнена разработка первого варианта устройства: учитывая требования по массогабаритным характеристикам, использовали соединители miniSMP (с граничной частотой рабочей частотой 65 ГГц).

По результатам настройки изделия миллиметрового диапазона длин волн обозначились наиболее острые проблемы, такие как:

— допуски при проектировании конструкции. (В настоящее время при проектировании применяются допуски, значительно превышающие точность воспроизведения механической обработки, хотя материальная база позволяет обеспечить более высокие точности);

— ширина зазоров между элементами конструкции устройства. (В настоящее время в изготовленном устройстве миллиметрового диапазона длин волн ширина зазоров между элементами конструкции устройства, такими как платы и МИС, достигает 0,3 мм, что более чем в 3,5 раза превышает ширину, заявленную в инструкции по применению МИС (не более 0,076 мм);

— длина и конфигурация перемычек между элементами конструкции устройства. (В настоящее время в изготовленном устройстве миллиметрового диапазона длин волн из-за большой ширины зазоров между платами и МИС перемычки между платами и МИС достигают неприемлемо большой длины, в разы превышающей значение, заявленное в инструкции по применению МИС (не более 0,31 мм). Все перемычки между элементами конструкции устройства монтируются с конфигурацией в виде «зига», что в свою очередь увеличивает общую длину самой перемычки).

По результатам исследования экспериментального образца многоканального устройства первого варианта решено провести оптимизацию конструктивного устройства с учетом всех выявленных недочетов

3. Дальнейшее развитие многоканальных устройств миллиметрового диапазона

Разработка второго варианта устройства переноса частоты велась с учетом следующих требований:

- 1) использование разъемов СВЧ только с жесткой фиксацией (например, стандарта 2,4 мм с диапазоном частот до 50 ГГц);
- 2) использование наименьшего количества плат в критичной части прохождения сигналов миллиметровых длин волн;
- 3) использование золотой фольги для соединения между МИС и платами.

При реализации второго варианта устройства с учетом определенных требований удалось добиться следующих результатов:

- повысить качество сборки за счет сокращения количества плат;
- уменьшить массогабаритные параметры (масса и габариты сократились примерно в 3 раза);
- обеспечить стабильность фазочастотных характеристик за счет применения разъемов с резьбовым соединением.

Внешний вид второго варианта устройства переноса частоты приведен на рис. 2.

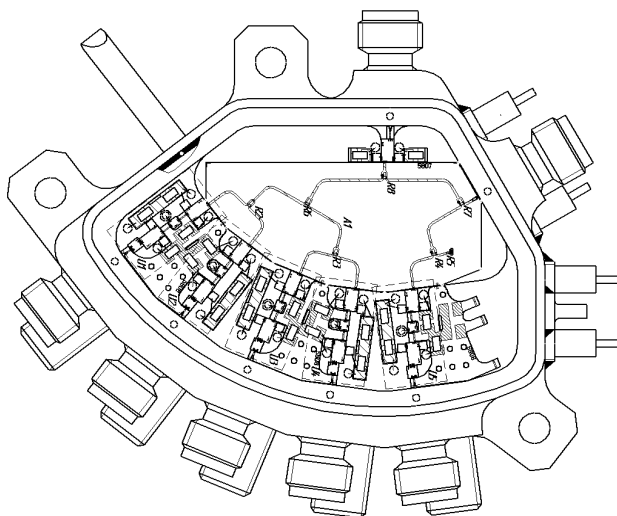


Рис. 2. Вид сверху многоканального устройства миллиметрового диапазона (2-й вариант).

Fig. 2. Top view of a multi-channel device of the second version

Конструкция корпуса в виде полукруга позволила реализовать делитель гетеродина на единой плате с минимальными габаритными размерами.

На рис. 3 приведена сравнительная амплитудно-частотная характеристика одного из каналов двух вариантов устройств переноса частоты, из чего можно сделать вывод, что выигрыш по коэффициенту передачи составляет не менее 7 дБ.

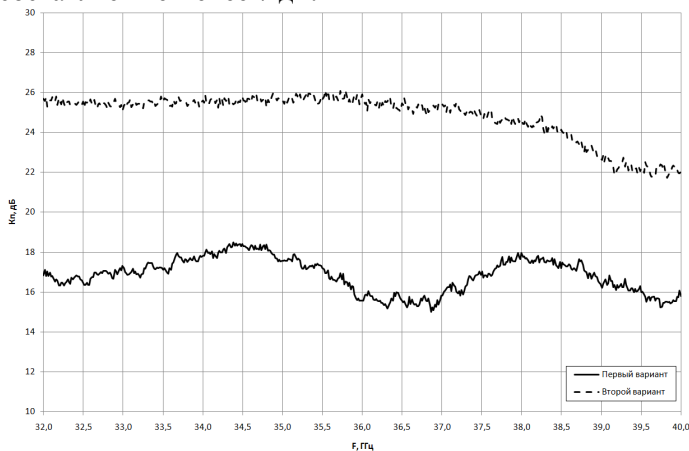


Рис. 3. Амплитудно-частотная характеристика двух вариантов многоканальных устройств.

Fig. 3. Frequency response of two variants of multi-channel devices

4. Заключение

Предложенные решения позволяют качественно улучшить проектирование многоканальных устройств, работающих в миллиметровом диапазоне длин волн как по конструкторско-технологической, так и по радиотехнической части.

Полученный практический опыт и реализованные идеи создадут прочную основу для проектирования и изготовления перспективных устройств миллиметрового диапазона длин волн.

Список литературы

1. Корнеев Д., Березин С. Жизнь выше 40 ГГц [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.iksmedia.ru/articles/2480812-Zhizn-vyshe-40-GGcz.html> (дата обращения: 10.12.2019).
2. Многоканальный двухдиапазонный связной приемопередающий СВЧ модуль [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://pulsampp.ru/index.php/svch-tverdotelnaya-elektronika/svch-ustrojstva> (дата обращения: 10.12.2019).
3. Воскресенский Д. И., Канащенков А. И. Активные фазированные антенные решетки. М. : Радиотехника. 2004. С. 34.

Информация об авторе

Белусов Алексей Александрович, инженер-конструктор, АО «Центральное конструкторское бюро автоматики», г. Омск, Российская Федерация.

Information about the authors

Aleksey A. Belousov, engineer design, Central design bureau of automation JSC, Omsk, Russian Federation.

Анализ интермодуляционных искажений сложного радиосигнала в радиофотонной линии передачи¹

^{1,2} Щербинин А. Д., ^{1,2} Белов Л. А., ² Кондрашов А. С.

¹ *Национальный исследовательский университет «МЭИ»*

Красноказарменная ул., д. 14, Москва, 111250, Российская Федерация

АО «Российские космические системы»

ул. Авиамоторная, д. 53, Москва, 111250, Российская Федерация

belovla@gmail.com, shcherbinin.ad@spacecorp.ru

Получено: 27 декабря 2019 г.

Отрецензировано: 11 января 2020 г.

Принято к публикации: 14 января 2020 г.

Аннотация: *Проведен анализ искажений СВЧ-сигналов в бортовых спутниковых радиофотонных ВОЛС, рассмотрены нелинейные эффекты в источнике лазерного излучения, хроматическая дисперсия в волокне, поляризационная модовая дисперсия, межмодовый разброс значений групповой скорости волн в волокне, нелинейные искажения сигнала в оптическом волокне. Проанализированы также эффект четырехволнового смешения и частотные и нелинейные искажения в фотодетекторе. Сделан акцент на необходимости линеаризации как интермодуляционных амплитудных, так и энергетических характеристик трактов передачи сигналов.*

Ключевые слова: *нелинейные эффекты, источник лазерного излучения, хроматическая дисперсия, поляризационная модовая дисперсия, межмодовый разброс групповой скорости, эффект четырехволнового смешения, фотодетектор.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Щербинин А. Д., Белов Л. А., Кондрашов А. С. Анализ интермодуляционных искажений сложного радиосигнала в радиофотонной линии передачи // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2019. Т. 2, № 4. С. 528—538.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Щербинин, А. Д. Анализ интермодуляционных искажений сложного радиосигнала в радиофотонной линии передачи / А. Д. Щербинин, Л. А. Белов, А. С. Кондрашов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2019. — Т. 2, № 4. — С. 528—538.

¹ Статья является расширенной версией доклада, представленного на 29-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2019 (Севастополь, РФ, 8—14 сентября 2019 г.).

Analysis of intermodulation distortion of a complex radio signal in a radio photon transmission line

A. D. Shcherbinin^{1,2}, L. A. Belov^{1,2}, and A. S. Kondrashov²

¹ National Research University MPEI

14, Krasnokazarmennaya Str., Moscow, 111250, Russian Federation
JSC “Russian Space Systems”

53, Aviamotornaya Str., Moscow, 111250, Russian Federation
belovla@gmail.com, shcherbinin.ad@spacecorp.ru

Received: December 27, 2019

Peer-reviewed: January 11, 2020

Accepted: January 14, 2020

Abstract: The analysis of microwave signal distortions in on-board satellite radio-photon FOCLs is carried out, nonlinear effects in a laser source, chromatic dispersion in a fiber, polarization mode dispersion, intermode spread of group wave velocity values in a fiber, nonlinear signal distortions in an optical fiber are considered. The four-wave mixing effect and frequency and nonlinear distortions in the photodetector are also analyzed. Emphasis is placed on the need to linearize both intermodulation amplitude and energy characteristics of signal transmission paths.

Keywords: nonlinear effects, laser source, chromatic dispersion, polarization mode dispersion, intermode spread of group velocity, four-wave mixing effect, photodetector.

For citation (IEEE): A. D. Shcherbinin et al. “Analysis of intermodulation distortion of a complex radio signal in a radio photon transmission line,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 4, pp. 528—538, 2019. (In Russ.).

1. Введение

Требования к РФ ВОЛС для размещения на борту спутника Земли или другого космического аппарата [1—3] отличаются совокупностью дополнительных жестких показателей: по массе, габаритным размерам; эффективности использования энергии источника электропитания; радиационной стойкости; надежности длительного автономного функционирования; уровню внеполосных излучений; стоимости. Поэтому разработка таких устройств является актуальной и востребованной.

Наличие сверхширокой полосы частот приводит к пропуску компонентами волоконно-оптической линии связи (ВОЛС) при *двухча-*

стотном тестовом входном воздействии дополнительных отсутствовавших во входном сигнале спектральных составляющих интермодуляционных искажений (ИМИ) четного и нечетного порядков в базовой полосе частот, вблизи оптической центральной частоты f_0 и вблизи ее высших гармоник с шагом, равным разнесу тестовых частот. Относительный уровень мощности составляющих ИМИ учитывает компенсацию в модуляторе симметричных компонент из-за баланса фазовых соотношений благодаря четности комбинации по обе стороны от значения оптической центральной частоты f_0 .

На рис. 1 показана структурная схема оценки уровня интермодуляционных искажений радиосигналов в волоконной линии по двухчастотной методике.

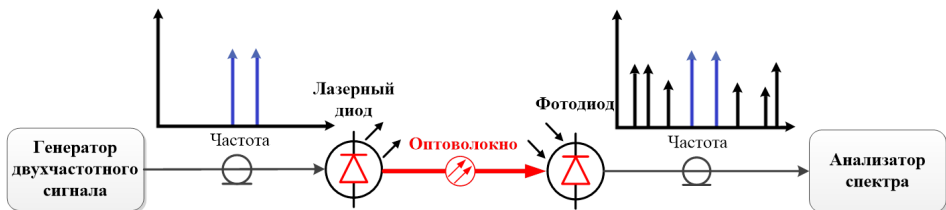


Рис. 1. Структурная схема оценки уровня интермодуляционных искажений радиосигналов в волоконной линии по двухчастотной методике.

Fig. 1. Structural scheme for assessing the level of intermodulation distortion of radio signals in a fiber line using a two-frequency technique

Результаты испытаний показали:

а) для короткой ВОЛС с прямой модуляцией интенсивности света фотодиода красного цвета ($f_0 \approx 294$ ТГц, $\lambda \approx 760$ нм) в малосигнальном режиме глубина свободного от помех динамического диапазона измерений *SFDR* заметно превышает 70 дБ;

б) при повышенном уровне мощности входного тестового двухчастотного сигнала, приводящем вблизи насыщения к компрессии усиления (снижению коэффициента передачи) на 3,5 дБ, относительный уровень составляющих ИМИ третьего порядка с увеличением входной мощности монотонно возрастает;

в) уровень ИМИ второго порядка при указанном значении компрессии усиления составляет недопустимо высокий уровень –15 дБ, а более высокого нечетного порядка пульсирует с увеличением глубины модуляции, достигая значений –35 дБ.

2. Искажения СВЧ-сигналов в бортовых спутниковых РФ-ВОЛС

Разработка ВОЛС для бортовой спутниковой аппаратуры требует учета [4—6] влияния характерных для оптического диапазона проявлений хроматической и поляризационной дисперсии в полосе используемых оптических частот, шумов и применения мер по линеаризации нелинейных амплитудных, фазочастотных и интермодуляционных характеристик передаваемого СВЧ-сигнала в компонентах ВОЛС (лазерный диод, модулятор, волокно, фотодетектор, СВЧ-усилитель мощности).

Перенос информационного СВЧ-сигнала на оптическое несущее колебание и его обратное восстановление в бортовых ВОЛС сопровождаются шумовыми и нелинейными [7] (амплитудными, фазовыми, поляризационными) искажениями и помехами в источнике света, модуляторе, волокне и фотодетекторе.

Бортовые радиофотонные волоконно-оптические линии связи (РФ-ВОЛС) предназначены для:

а) поддержки функционирования на борту космического аппарата опорного источника колебаний с прецизионно малой нестабильностью частоты;

б) формирования в узлах бортовой аппаратуры тактовых сигналов УВЧ- или СВЧ-диапазонов с фазовой ошибкой в единицы градусов и меток времени для глобальных спутниковых навигационных средств;

в) обеспечения частотно-временной синхронизации спутниковой группировки и наземных средств единого точного времени (СЕТВ) с помощью межспутниковых лазерных линий;

г) маршрутизации СВЧ сигналов в бортовых широкополосных ретрансляционных комплексах с большим количеством приемо-передающих стволов;

д) обеспечения надежной передачи сигналов телеметрии, управления и данных внутри космического аппарата и на наземный комплекс управления.

По сравнению с магистральными ВОЛС, бортовые спутниковые волоконные линии отличаются применением внутри космического аппарата:

а) ВОЛС сравнительно небольшой длины (до 30 м);

б) ограниченной шириной спектра частот передаваемой информации (до 40 ГГц);

в) использованием единого для всех подсистем источника опорных частот и тактовых меток времени [4];

г) одноканальной передачей аналоговых радиочастотных или двухуровневых телеметрических сигналов и команд управления.

Прецизионно высокий уровень стабильности частоты опорного источника необходим для осуществления связи с удаленными космическими аппаратами, для решения задач ретрансляции больших потоков информации, телевизионного вещания и организации дальней связи. При передаче опорных сигналов для частотно-временной синхронизации спутниковой группировки и наземных служб эталонных сигналов времени и частоты сетей связи 5G, средств радионавигации и специального назначения необходимо обеспечивать возможность [8] сличения шкал точного времени с погрешностью не более 100 нс на интервалах времени до суток. С этой целью на борту космического аппарата размещают атомный или оптический стандарт частоты со средней квадратической относительной нестабильностью частоты около 10^{-17} при времени усреднения до 10^4 с. Сигналы точного времени по межспутниковым оптическим линиям синхронизируют процессы на всех аппаратах космической группировки и передаются на наземные пункты СЕТВ.

Нелинейные эффекты в компонентах ВОЛС [4] определяются выбором типа и уровня мощности лазерного источника, а также способа ввода информационного модулирующего сигнала. Структурная схема радиофотонной бортовой линии передачи информации, вносящая нелинейный искажения в радиосигнал показана на рис. 1.

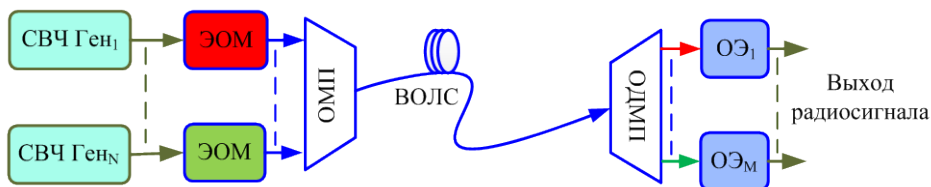


Рис. 2. Радиофотонная линия передачи радиосигнала преобразователя (СВЧ Ген — сверхвысокочастотный генератор, ЭОМ — электрооптический модулятор, ОЭ — оптоэлектронный приемник, ОМП — оптический мультиплексор, ОДМП — оптический демультиплексор, ВОЛС — волоконно-оптическая линия связи).

Fig. 2. The radio-photon line of the radio signal converter (СВЧ Ген – microwave generator, ЭОМ – electro-optical modulator, ОЭ – optoelectronic receiver, ОМП – optical multiplexer, ОДМП – optical demultiplexer, ВОЛС – fiber optic communication line)

В качестве причин появления недопустимого уровня шумовых, дисперсионных и нелинейных интермодуляционных искажений передаваемых СВЧ-сигналов можно выделить следующие.

а) **Источник лазерного излучения.** Для обеспечения формирования одномодового оптического излучения в условиях бортовой спутниковой аппаратуры целесообразно применение полупроводникового компактного и надежного лазера с распределенной обратной связью (*Distributed Feedback Laser, DFB*), резонатор которого состоит из активной среды со встроенной периодической структурой (рис. 3).

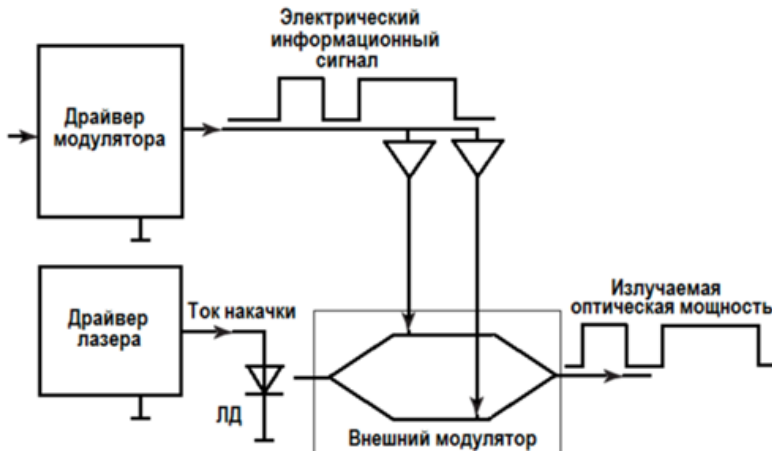


Рис. 3. Структурная схема формирования оптического сигнала с аналоговой СВЧ модуляцией по интенсивности на основе *DFB*-лазера и внешнего модулятора Маха — Цендера для бортовой ВОЛС.

Fig. 3. Structural diagram of the formation of an optical signal with analogue microwave modulation in intensity based on a *DFB* laser and an external Mach-Zehnder modulator for an onboard FOCL

Примеры структурных схем подобной линии приведены в [5, 6]. В [6] лазерный *DFB*-диод генерирует одномодовое оптическое излучение с фиксированной длиной волны вблизи значения $\lambda=1550$ нм, шириной спектра фазового шума вблизи центральной частоты 10 МГц, оптической мощностью до +10 дБмВт. В [5] отмечено, что нелинейные интермодуляционные искажения оптической огибающей на выходе модулятора третьего порядка могут быть вызваны несимметрией преобразования боковых полос в модуляторе Маха — Цендера (ММЦ) и преобразованием фазовой модуляции поляризованных компонент в вариации интенсивности. Там же авторы обращают внимание на проявления гистерезиса в характеристике модулятора ММЦ, которые приводят к появлению дополнительных интермодуляционных искажений передаваемого сигнала. В [6] использован двухполосный вариант ММЦ с подавлением несущей, который формирует

СВЧ-огibaющую в полосе частот до 22 ГГц с пониженной относительной интенсивностью шума (*Relative Intensity Noise*) $RIN \approx -140$ дБ/Гц.

б) **Хроматическая дисперсия в волокне** (зависимость показателя преломления материала линии n от частоты оптических волн f). Ее уровень обычно определяют значением коэффициента дисперсии D_{xp} при длине волны света в вакууме $\lambda = c/f$, где $c \approx 3 \cdot 10^9$ м/с — скорость света. Различают [4] ее волноводный $D_{вол}$ и материальный $D_{мат}$ составляющие $D_{xp} = D_{мат} + D_{вол}$ с соответствующими коэффициентами дисперсии. Материальная вызвана зависимостью показателя преломления оптического стекла от длины волны, волноводная определяется изменением длины пути распространения волны внутри волокна с учетом профиля изменения показателя преломления внутри волокна. Параметр $D_{вол}$ в диапазоне длин волн λ от 800 до 1600 нм отрицателен, а значение $D_{мат} \approx 122 (1 - \lambda_{zd} / \lambda)$ [пс·нм⁻¹·км⁻¹] изменяет знак в зависимости от отношения λ/λ_{zd} , где λ_{zd} — длина волны нулевой дисперсии материала. Для чистого кварцевого стекла $\lambda_{zd} = 1276$ нм, при использовании легирования ее значение смещается в область вблизи $\lambda = 1550$ нм ($f = 193,55$ ТГц), для которой имеются недорогие лазерные источники; при этом происходит минимальное уширение импульса света на конце ВОЛС. Для уменьшения влияния хроматической дисперсии используют волокно с заданным смещением длины волны нулевой дисперсии λ_{zd} .

в) **Поляризационная модовая дисперсия** (*Polarization Mode Dispersion, PMD*) [8]. В одномодовом волокне она вызвана небольшими отклонениями сердцевины волокна или его оболочки от идеальной центральной симметрии или возникновением механических напряжений, которые ведут к распространению ортогонально поляризованных компонентов световых импульсов с немного различными скоростями. Для длинных ВОЛС, наряду с компенсаторами хроматической дисперсии, разработаны также технические решения по компенсации *PMD* или сохранения исходной ее поляризации.

г) **Межмодовый разброс значений групповой скорости волн в волокне** [9]. Этот параметр имеет значение только для многомодового режима распространения. Перспективным для применения в составе бортовых радиофотонных линий при высокой скорости передачи потока информации является одномодовое волокно класса OS2 (*Low Water Peak, LWP*), для использования которого, однако, необходимо применение более сложного и дорогого лазерного источника и модулятора.

д) **Нелинейные искажения сигнала в оптическом волокне**. Уровень этих проявлений резко возрастает с увеличением интенсивности из-

лучения (мощности на единицу площади поперечного сечения) сверх установленного порога. Они связаны с эффектами: вынужденного рассеяния света на акустических фоновых кристаллической решетки волокна (эффект Бриллюена (Мандельштама), *Stimulated Brillouin Scattering – SBS*); комбинационного (рамановского) рассеяния света на оптических фоновых (*Stimulated Raman Scattering – SRS*); эффектом Керра — зависимостью коэффициента преломления среды от напряженности электрического поля. В результате действия нелинейных искажений могут возникать дополнительные помехи и искажения: комбинационные компоненты четырехволнового (*Four-Wave Mixing, FWM*) смешения; фазовая самомодуляция [*Self-Phase Modulation, SPM*]; паразитная частотная модуляция импульсов (чирпирование); перекрестная межканальная модуляция (подавление и блокирование соседних каналов); модуляционная нестабильность (*Modulation Instability – MI*); формирование солитона (оптического импульса, который распространяется по волокну без изменения его формы при равенстве между дисперсией фазовой скорости и фазовой самомодуляции); дрожание фазы (джиттер, *Jitter*) нестабильность переднего фронта импульса света и его положения относительно границ тактового интервала.

По данным [10], ослабление интенсивности волны света в результате проявления эффекта Бриллюена для длины волны $\lambda = 1550$ нм при длине линии $L = 22$ км составляет около -40 дБ с пороговой мощностью односторонней компрессии 3 дБмВт. Поэтому для длины ВОЛС не более нескольких десятков метров, характерной для бортовой космической аппаратуры, эффектом SBS можно пренебречь. Ослабление интенсивности в результате проявления комбинационного рамановского рассеяния SRS не превышает -60 дБ для пороговой мощности 30 дБмВт при тех же параметрах длин линии и волны света. Расчеты и результаты измерений для других нелинейных эффектов в оптическом волокне (фазовой самомодуляции, модуляционной нестабильности) показывают, что относительный уровень переходных и комбинационных помех в бортовых ВОЛС не превышает -70 дБ.

Эффект четырехволнового смешения FWM в волоконных световодах генерирует спектральные боковые полосы, отстоящие от частоты накачки вплоть до 100 ТГц. Он возникает в ВОЛС при многочастотном сигнале частотами f_i, f_j, f_k из-за появления комбинационных компонент с частотами $f_i + f_j - f_k$, создающих помехи по побочным каналам. Такой параметр удобен для учета перекрестных межканальных искажений при распространении по ВОЛС сигнала с мультиплексированием по длине волны WDM или с оптическим ортогональным частотным мультиплексировани-

ем *O-OFDM* [4, 7, 10]. Уровень помех от эффекта *FWM* не связан существенно с длиной линии и может оказаться сопоставимым с доставляемым другими механизмами в случае фазового согласования источников накачки для ВОЛС с кратным межканальным частотным разносом, когда значения комбинационных частот даже второго порядка попадают на один из действующих каналов. Таким образом, механизм четырехволнового смешения *FWM* не имеет заметного значения для бортовых ВОЛС с малым количеством каналов.

Частотные и нелинейные искажения в фотодетекторе детально рассмотрены в [11]. Там установлено, что для уменьшения их относительного влияния целесообразно обеспечивать на его входе высоким значением отношения сигнал/шум. В частности, показано, что частотная зависимость коэффициента передачи по частоте в *p-i-n*-фотодетекторе имеет пульсирующий характер с размахом в несколько децибел, а его эффективная полоса пропускания заметно уменьшается при росте уровня падающей оптической мощности. Это вызвано инерционными процессами в полупроводниковой структуре фотодиода. Для повышения чувствительности фотодетектора, уменьшения нелинейных проявлений и расширения полосы пропускаемых фотодетектором частот необходимо использовать широкополосное согласование дифференциального сопротивления фотодиода с линией передачи, что производится с помощью трансимпедансных каскадов.

В качестве источников несущих колебаний оптического диапазона для бортовых радиофотонных линий связи наиболее перспективными представляются [3] лазеры с распределенной обратной связью (*Distributed Feedback laser, DFB*). Для ввода информации рекомендуется способ аналоговой модуляции по интенсивности с помощью внешнего электрооптического модулятора ММЦ на основе интерферометра Маха — Цендера (*Modulator Mach–Zehnder*) [7]. Разработаны и представлены в [10] меры по минимизации в магистральных ВОЛС мешающих проявлений дисперсионных и нелинейных искажений передаваемых сигналов при помощи предусказанных каскадов.

4. Заключение

При построении бортовой спутниковой аппаратуры целесообразно использовать радиофотонные ВОЛС и компоненты оптического диапазона [11], учитывая обширный опыт по линеаризации интермодуляционных амплитудных и энергетических характеристик трактов передачи сигналов, накопленный при создании СВЧ-усилителей мощности космического назначения.

Список литературы

1. Емельянов А. А., Белкин М. Е., Топорков Н. В., Масной В. А. Особенности построения бортовой волоконно-оптической синхросети // Радиотехника. 2017. № 8. С. 121—125.
2. Ciminelli, C. Armenise C. M., Dell'Olio F. Photonics in space : advanced photonic devices and systems // New Jersey : World Scientific, 2016. 224 p.
3. Shcherbinin A. D., Belov L. A. Microwave Optics Technologies in Satellite Repeaters. In : 2019 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). July 1—3, 2019. Yaroslavl, Russia. Pp 1—4.
4. Портнов Э. Л., Сенияевский А. Л., Хромой Б. П. Метрология в оптических телекоммуникационных системах. М. : Горячая линия — Телеком, 2019. 272 с.
5. Иванов С. И., Лавров А. П., Саенко И. И., Иванов Д. В., Одноблюдов М. А., Царук А. А. Исследование характеристик модулей передатчиков с внутренней и внешней модуляцией в аналоговых волоконно-оптических линиях передачи СВЧ радиосигналов // Электроника и микроэлектроника СВЧ. 2016. Т. 2. С. 69—73.
6. Афанасьев В. М., Пономарев Р. С. Электрооптические амплитудно-оптические модуляторы Маха — Цендера на основе ниобата лития, их модификации и форматы модуляции // Прикладная фотоника. 2017. Т. 5., вып. 4. С. 337—360.
7. Урик-мл. В. Дж., МакКинли Д. Д., Вильямс К. Дж. Основы микроволновой фотоники. М. : Техносфера, 2016. 276 с.
8. Shcherbinin A.D., Belov L.A. Microwave optics technologies in satellite repeaters. В сб.: 2019 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2019. 2019. С. 8813963.
9. Портнов Э. Л. Поляризационная модовая дисперсия на волоконно-оптической линии передачи // T-Comm, 2014. № 9. С. 62—64.
10. Листвин А. В., Швырков Д. В. Оптические волокна для линий связи // М. : ЛЕСАРпт, 2003. 288 с.
11. Фокин В. Г., Ибрагимов Р. З. Оптические системы с терабитными и петабитными скоростями передачи. М. : Горячая линия — Телеком, 2017. 180 с.
12. Devgan P. S. Applications of Modern RF Photonics. Norwood : Artech House, 2019. 236 p.

Информация об авторах

Щербинин Андрей Дмитриевич, аспирант кафедры формирования и обработки радиосигналов Национального исследовательского университета «Московский энергетический институт» (НИУ «МЭИ»), ведущий инженер-исследователь АО «Российские космические системы» (АО РКС), г. Москва, Российская Федерация. ORCID 0000-0002-4949-0771.

Белов Леонид Алексеевич, кандидат технических наук, профессор, профессор кафедры формирования и обработки радиосигналов Национального исследовательского университета «Московский энергетический институт» (НИУ «МЭИ»), ведущий инженер-исследователь АО «Российские космические системы» (АО РКС), г. Москва, Российская Федерация. ORCID 0000-0001-5374-4933.

Кондрашов Александр Сергеевич, кандидат технических наук, заместитель генерального конструктора АО «Российские космические системы» (АО РКС), г. Москва, Российская Федерация. ORCID 0000-0003-4192-4480.

Information about the authors

Andrey D. Scherbinin, graduate student, Department of Radio Signal Formation and Processing, National Research University “Moscow Power Engineering Institute” (NRU “MPEI”), Leading Research Engineer, JSC «Russian Space Systems» (JSC RSS), Moscow, Russian Federation. ORCID 0000-0002-4949-0771.

Leonid A. Belov, PhD in Technical Sciences, Professor, Department of Radio Signal Formation and Processing, National Research University “Moscow Power Engineering Institute” (NRU “MPEI”), Leading Research Engineer, JSC «Russian Space Systems» (JSC RSS), Moscow, Russian Federation. ORCID 0000-0001-5374-4933.

Alexander S. Kondrashov, PhD in Technical Sciences, Deputy General Designer of JSC “Russian Space Systems” (JSC RSS), Moscow, Russian Federation. ORCID 0000-0003-4192-4480.

УДК 621.37

Малошумящий перестраиваемый узкополосный полосно-пропускающий фильтр, построенный на основе совместного использования дискретных конденсаторов переменной емкости и дискретных катушек переменной индуктивности

¹Посный О. А., ¹Долгушев С. В., ²Посная Е. А.

¹АО «КБ радиосвязи»

Фиолентовское шоссе, 1/2, корпус «А» литер «М»
помещение I-3, Севастополь, 299053, Российская Федерация
posnyi@rambler.ru

²Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
sntulena@mail.ru

Получено: 6 октября 2019 г.

Отрецензировано: 20 декабря 2019 г.

Принято к публикации: 25 декабря 2019 г.

Аннотация: Представлены результаты разработки малошумящего перестраиваемого узкополосного полосно-пропускающего фильтра, используемого в качестве входного селектора коротковолнового приемника. Предложена схема построения полосно-пропускающего фильтра на основе совместного использования дискретных конденсаторов переменной емкости и дискретных катушек переменной индуктивности. Определены границы частотного диапазона и максимально достижимый коэффициент перекрытия при практической реализации схемы, исходя из возможностей современной элементной базы. Получены данные частотной избирательности и уровня собственных шумов в ходе практических исследований для различных конфигураций селектора. Отмечено, что полученные характеристики превосходят параметры современных аналогов. Селектор внедрен в серийное производство и поставляется как самостоятельное изделие, а также в составе коротковолнового приемника.

Ключевые слова: полосно-пропускающий фильтр, коротковолновый приемник, малошумящий селектор, дискретный конденсатор переменной емкости, дискретная катушка переменной индуктивности.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Посный О. А., Долгушев С. В., Посная Е. А. Малошумящий перестраиваемый узкополосный полосно-пропускающий фильтр, построенный на основе совместного использования дискретных конденсаторов переменной емкости и дискретных катушек переменной индуктивности // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т. 2, № 4. С. 539—546.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Посный, О. А. Малошумящий перестраиваемый узкополосный полосно-пропускающий фильтр, построенный на основе совместного использования дискретных конденсаторов переменной емкости и дискретных катушек переменной индуктивности / О. А. Посный, С. В. Долгушев, Е. А. Посная // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2019. — Т. 2, № 4. — С. 539—546.

Low-noise tunable narrow bandpass filter designed based on combined use of discrete variable capacitor and discrete variable inductor

O. A. Posnyi¹, S. V. Dolgushev¹, and E. A. Posnaya²
¹OJSC «Radio Design»

1/2 Fiolentovskoe Rd, Sevastopol, 299053, Russian Federation
posnyi@rambler.ru

²Sevastopol State University
33, Universitetskaya Str., Sevastopol, 299053, Russian Federation
sntulena@mail.ru

Received: October 6, 2019

Peer-reviewed: December 20, 2019

Accepted: December 25, 2019

Abstract: The development results of low-noise tunable narrow bandpass filter used as input selector for short-wave receiver are presented. A filter construction scheme is proposed based on joint use of discrete variable capacitor and discrete variable inductor. The frequency range boundaries and maximum achievable overlap coefficient are determined for the circuit practical implementation, based on the capabilities of the modern element base. The frequency selectivity data and level of intrinsic noise were obtained in the course of practical research for various selector configurations. It is noted that the obtained characteristics exceed parameters of modern analogues. The selector is introduced into serial production and is supplied as independent product, as well as part of a short-wave receiver.

Keywords: bandpass filter, shortwave receiver, low-noise selector, discrete variable capacitor, discrete variable inductor.

For citation (IEEE): O. A. Posniy et al. "Low-noise tunable narrow bandpass filter designed based on combined use of discrete variable capacitor and discrete variable inductor," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 4, pp. 539–546, 2019. (In Russ.).

1. Введение

В последние десятилетия коротковолновый диапазон частот стал менее загруженным, в первую очередь, по причине перехода многих вещательных станций из эфира в сеть Интернет. Также одной из причин является освоение более высокочастотных диапазонов на фоне угасания интереса к коротковолновой радиосвязи и вещанию, обусловленного большей энергозатратностью и меньшей пропускной способностью канала. Однако, несмотря на это, потребность в приемной аппаратуре высокого класса коротковолнового диапазона не снижается. Не во всех странах наблюдается тенденция отказа от коротковолнового вещания. Так, например, в Китае, наоборот, активно осваивают данный диапазон. Кроме того, аэродромная коротковолновая радиосвязь все еще востребована на сегодняшний день, и, очевидно, будет использоваться еще многие десятилетия, не говоря уже об аппаратуре военного назначения. Наличие передатчиков с выходной мощностью в десятки и сотни киловатт вынуждает повышать требования к избирательности по соседнему каналу и блокированию, стремиться к построению узкополосных малошумящих устройств. Таким образом, задача построения высокоизбирательных перестраиваемых малошумящих полосно-пропускающих фильтров является весьма актуальной.

В данной работе представлены результаты разработки узкополосного селектора, предназначенного для использования в составе коротковолнового приемника. Особенностью селектора является совместное использование дискретных конденсаторов переменной емкости (ДКПЕ) и дискретных катушек переменной индуктивности (ДКПИ) с равномерным перекрытием диапазона частот от 1,5 до 30 МГц без разбиения на более узкие поддиапазоны. Применение современной элементной базы и ряда схемотехнических решений позволило получить передовые характеристики для устройств данного класса.

2. Методология и теоретическое моделирование

Мировыми лидерами в области разработки перестраиваемых частотно-избирательных устройств являются корпорация «Pole/Zero» (За-

падный Честер, штат Огайо, США) и компания «Rohde & Schwarz» (Мюнхен, Германия). Каждая из этих компаний предлагает широкую линейку устройств, перекрывающих диапазон частот от КВ до СВЧ. Однако, что касается перестраиваемых частотно-избирательных цепей коротковолнового диапазона, схемотехнические подходы у них различаются [1—4]. Авторы отдали предпочтение принципу построения полосно-пропускающего фильтра, принятому специалистами из «Rohde & Schwarz» в [2].

Схемы включения колебательного контура с целью получения частотно-избирательной цепи весьма разнообразны. Наиболее предпочтительными являются трансформаторная, автотрансформаторная схемы, а для повышения избирательности применяются связанные контуры. Однако кроме индуктивного включения можно использовать частичное емкостное включение контура, т. е. подключение источника и нагрузки к контуру через емкостные делители (рис. 1). Такой подход позволяет реализовать совместное использование ДКПЕ и ДКПИ для перестройки полосового фильтра в широкой полосе частот (коэффициент перекрытия до 40), при таком способе включения добротность контура практически не снижается.

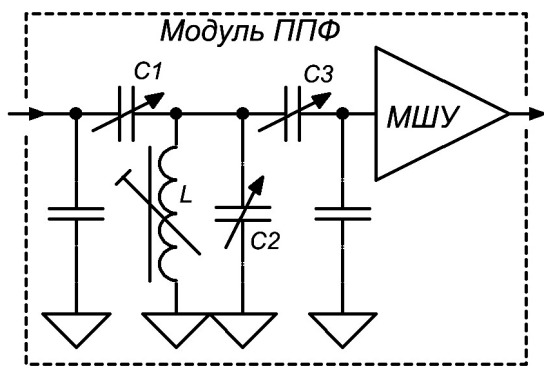


Рис. 1. Модуль полосно-пропускающего фильтра.

Fig. 1. Bandpass filter module

Из рис.1 видно, что схема содержит перестраиваемые ДКПЕ и ДКПИ, а также устанавливаемый на выходе компенсирующий малошумящий усилитель (МШУ), формируя тем самым законченный модуль полосно-пропускающего фильтра (ППФ), обладающий определенными характеристиками. Теоретические исследования показали, что при существующей элементной базе один такой модуль может обеспечить избирательность порядка 20 дБ при отстройке $\pm 10\%$ от центральной частоты

фильтра с коэффициентом шума $NF \approx 5$ дБ при модуле коэффициента передачи близком к единице (более точное значение: $+0,25$ дБ).

Включая однотипные модули последовательно (рис. 2), можно повышать избирательность. Так, например, для двух последовательно включенных модулей избирательность при отстройке $\pm 10\%$ от центральной частоты фильтра составит более 40 дБ, для трех — более 60 дБ, для четырех — более 80 дБ. В то же время при таком построении необходимо обращать внимание и на повышение коэффициента шума с добавлением каждого последующего модуля.

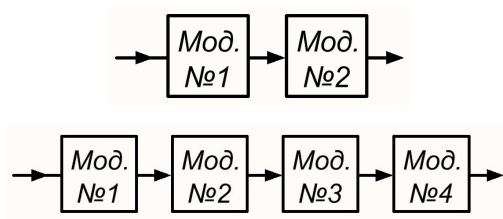


Рис. 2. Примеры включения нескольких модулей ППФ.
Fig. 2. Examples of including multiple bandpass filter modules

Типовые параметры, полученные в результате теоретического моделирования, в зависимости от количества модулей сведены в табл.1. Имея шумовые характеристики приемного тракта, можно подобрать компромиссный вариант структуры селектора по соотношению избирательности и коэффициента шума для обеспечения требований ГОСТ Р 52016-2003¹ для соответствующего класса радиоприемного устройства.

Таблица 1. Параметры селекторов при различных количествах модулей.
Table 1. Selector parameters for different numbers of modules (theoretical data)

Кол-во модулей	1	2	3	4
Избирательность при отстройке $\pm 10\%$ от центральной частоты, дБ	≥ 20	> 40	> 60	> 80
Модуль коэффициента передачи, дБ	$+0,25$	$+0,5$	$+0,75$	$+1,0$
Коэффициент шума NF, дБ	5	7,2	8,6	9,6

3. Результаты разработки и экспериментальные данные

¹ ГОСТ Р 52016-2003 Приемники магистральной радиосвязи гектометрового-декаметрового диапазона волн. Параметры, общие технические требования и методы измерений. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://docs.cntd.ru/document/1200031497> (дата обращения: 21.08.2019).

По описанному выше принципу были разработаны селекторы с избирательностью 40 дБ (2 модуля ППФ в составе). Экспериментальные характеристики показали соответствие теоретическим оценкам (см. табл. 1). При перестройке от 1,5 МГц до 30 МГц полоса пропускания по уровню минус 3 дБ составила $1,2 \pm 0,1$ %, ОИР3 $\geq +35$ дБм. На рис. 3 представлены результаты измерения коэффициента шума для селектора, состоящего из двух модулей полосно-пропускающих фильтров. На частоте настройки 29 МГц коэффициент шума NF составил 6,82 дБ.

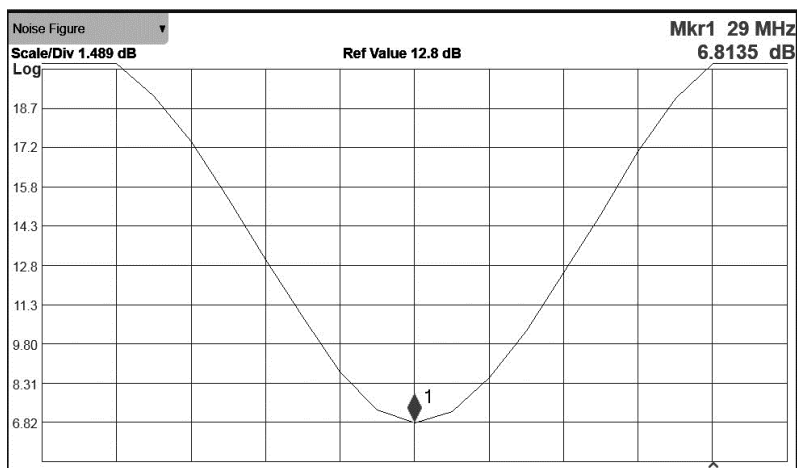


Рис. 3. Частотная зависимость коэффициента шума NF (дБ) для селектора, состоящего из двух модулей ППФ, настроенного на частоту 29 МГц (Keysight N8976B).

Fig. 3. Frequency dependence of Noise Figure (dB) for a selector consisting of two bandpass filters modules tuned to 29 MHz (Keysight N8976B)

Кроме этого, были проведены испытания селектора, состоящего из 4-х модулей. Для этой конфигурации на рис.4 приведена одна из частотных зависимостей модуля коэффициента передачи, выраженного в дБ. Из графика видно, что ослабление по уровню минус 80 дБ достигается при отстройках менее ± 10 % от центральной частоты.

Полученные характеристики близки к теоретическим значениям, приведенным в табл. 1. Следует отметить, что перестраиваемая схема, показанная на рис. 1, реализуема в основном в коротковолновом диапазоне и низкочастотной области УКВ, поскольку в качестве коммутирующих устройств используются высокочастотные реле, обеспечивающие низкое резистивное сопротивление контакта (менее 50 мОм) при подключении

элементов в соответствующих «магазинах» (ДКПЕ, ДКПИ) для сохранения высокой добротности контура. Другими словами, возможности элементной базы несколько ограничивают частотный диапазон применения схемы.

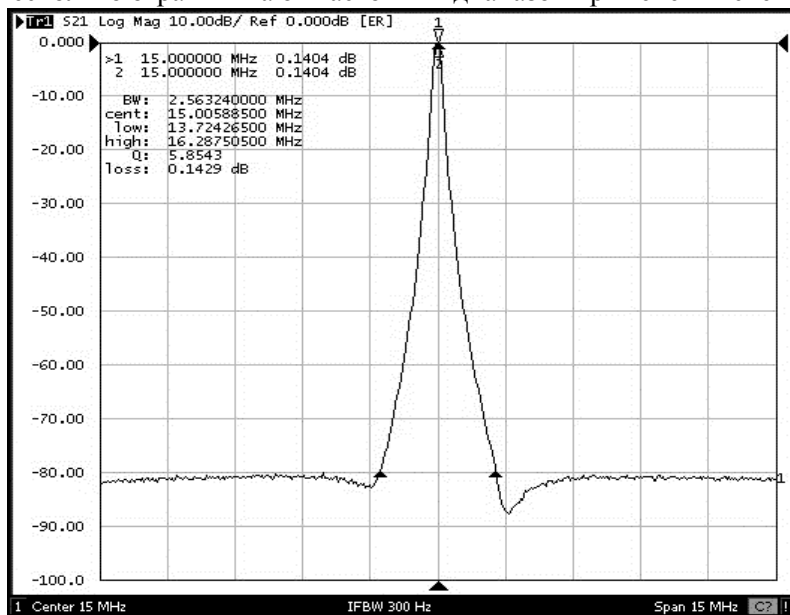


Рис. 4. Частотная зависимость модуля коэффициента передачи (дБ) для селектора, состоящего из четырех модулей полосно-пропускающих фильтров, настроенного на частоту 15 МГц (Agilent E5062A).

Fig. 4. Frequency dependence of the transmission coefficient module (dB) for a selector consisting of four bandpass filters modules tuned to 15 MHz (Agilent E5062A)

4. Заключение

Способ построения малошумящих частотно-избирательных устройств, рассмотренный в работе, позволяет выполнить узкополосную фильтрацию при дискретной перестройке с коэффициентом перекрытия всего рабочего диапазона частот до 40. Селекторы в составе серийно выпускаемого коротковолнового приемника ПТ-100 (группа промышленных компаний «Корпорация ТИРА», Санкт-Петербург) успешно прошли испытания в реальных условиях работы на радицентре аэродрома «Пулково» (Санкт-Петербург).

Список литературы

1. Internally switched 3-band tunable filter «HF-ERF». [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.dovermpg.com/polezero/english/globalnavigation/products/tunable-filters/bandpass-filters/hf-erf-series> (дата обращения: 21.08.2019).
2. R&S FK4120/FK4140 Digitally Tuned HF Selectors. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.rohde-schwarz.com/us/product/fk4120-fk4140-productstartpage_63493-9943.html (дата обращения: 21.08.2019).
3. R&S FK2020/FK2040 Digital Pre-/Post-Selectors. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.rohde-schwarz.com/us/product/fk2020-fk2040-productstartpage_63493-9195.html (дата обращения: 21.08.2019).
4. FK2020/FK2040 Digital Pre-/Post-Selectors Datasheet. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/FK2020_FK2040_en.pdf (дата обращения: 21.08.2019).

Информация об авторах

Посный Олег Александрович, кандидат технических наук, ведущий инженер-конструктор АО «КБ радиосвязи», г. Севастополь, Российская Федерация. ORCID 0000-0001-8771-613X.

Долгушев Сергей Васильевич, генеральный директор АО «КБ радиосвязи», г. Севастополь, Российская Федерация.

Посная Елена Анатольевна, кандидат экономических наук, доцент ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет», г. Севастополь, Российская Федерация. ORCID 0000-0002-7716-9117.

Information about the authors

Oleg A. Posniy, Cand. Sc. (Eng.), lead design engineer of OJSC “Radio Design”, Sevastopol, Russian Federation. ORCID 0000-0001-8771-613X.

Sergey V. Dolgushev, general manager of lead design engineer of OJSC “Radio Design”, Sevastopol, Russian Federation.

Elena A. Posnaya, Cand. Sc. (Econ.), docent of Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation. ORCID 0000-0002-7716-9117.

УДК 621.37-621.39(091)

Некоторые проблемные вопросы истории зарождения и развития радиотехники и их разработка в Мемориальном музее А. С. Попова СПбГЭТУ «ЛЭТИ»¹

Золотинкина Л. И., Партала М. А.

Санкт-Петербургский государственный электротехнический ун-т «ЛЭТИ»,

Мемориальный музей А. С. Попова

ул. Профессора Попова, 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

Получено: 17 января 2020 г.

Отрецензировано: 20 января 2020 г.

Принято к публикации: 25 января 2020 г.

Аннотация: *Представлены некоторые результаты анализа современных тенденций в историографии начального периода формирования и становления радиотехники. Раскрыты основные проблемные вопросы в освещении истории беспроводной телеграфии, выявленные в российской и зарубежной литературе. Излагается позиция исследователей, членов секции истории Санкт-Петербургского отделения НТОРЭС им. А. С. Попова, сотрудников Мемориального музея А. С. Попова.*

Ключевые слова: *история радиотехники, беспроводная телеграфия, А. С. Попов, П. Н. Рыбкин, В. В. Скобельцин, Г. Маркони, историография, Мемориальный музей А. С. Попова СПбГЭТУ «ЛЭТИ», программа Milestones.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Золотинкина Л. И., Партала М. А. Некоторые проблемные вопросы истории зарождения и развития радиотехники и их разработка в Мемориальном музее А. С. Попова СПбГЭТУ «ЛЭТИ» // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2019. Т. 2, № 4. С. 547—559.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Золотинкина, Л. И. Некоторые проблемные вопросы истории зарождения и развития радиотехники и их разработка в Мемориальном музее А. С. Попова СПбГЭТУ «ЛЭТИ» / Л. И. Золотинкина, М. А. Партала // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2019. — Т. 2, № 4. — С. 547—559.

¹ Статья является расширенной версией доклада, представленного на 29-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо-2019 (Севастополь, РФ, 8—14 сентября 2019 г.).

The certain problematic issues of the origin and development of radio engineering studied within the Memorial Museum of A. S. Popov of the Saint Petersburg Electrotechnical University (LETI)

L. I. Zolotinkina and M. A. Partala
Saint Petersburg Electrotechnical University (LETI),
Memorial Museum of A.S. Popov
5, Professor Popov Str., St. Petersburg, 197376, Russia
radioemc@yandex.ru

Received: January 17, 2020
Peer-reviewed: January 20, 2020
Accepted: January 25, 2020

Abstract: *Herein, we have presented some results of the analysis devoted to the modern trends in historiography of the initial period in establishing and formation of radio engineering. The work has revealed the major problematic issues in coverage of history of wireless telegraphy made both in Russian and foreign literature. It sets out an attitude, inherent to researchers, members of The Historical Commission of the Popov Russian Technical and Scientific Society of Radio Engineering, Electronics and Communication, specialists of the Memorial Museum of A. S. Popov.*

Keywords: *history of radio engineering, wireless telegraphy, A. S. Popov, P. N. Rybkin, V. V. Skobelzyin, G. Marconi, historiography, The Memorial Museum of A. S. Popov of the Saint Petersburg Electrotechnical University (LETI), The Milestones Program.*

For citation (IEEE): L. I. Zolotinkina, et al. “The certain problematic issues of the origin and development of radio engineering studied within the Memorial Museum of A. S. Popov of the Saint Petersburg Electrotechnical University (LETI),” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 4, pp. 547–559, 2019. (In Russ.).

1. Введение

7 мая 2020 г. исполняется 125 лет с момента первой демонстрации русским физиком А. С. Поповым возможности передачи информации с помощью электромагнитных волн. Технические решения, реализованные А. С. Поповым в 1895—1896 гг., стали базовыми для аппаратуры беспроводной телеграфии на начальном этапе ее развития и были воспроизведены в дальнейшем Г. Маркони (1896—1897), Э. Дюкрете (1897) и другими пионерами беспроводной связи.

Перспективы развития новой отрасли связи, а также претензии Г. Маркони и его фирмы на мировую монополию, обусловили жесткую конкурентную борьбу между потенциальными производителями аппаратуры радиосвязи, и, как следствие, раннюю постановку темы приоритета в истории радио. Уже в конце XIX — начале XX вв. за Западе появились первые монографии по истории беспроводной связи, в которых была зафиксирована доминирующая и поныне в западной историографии версия изобретения беспроводной телеграфии [1]. Она основывалась на выборочном и произвольном использовании и трактовке документальных материалов о работах А. С. Попова, что позволяло ее авторам отдавать первенство Г. Маркони. В настоящее время приоритетная тема существует вне плоскости конкурентной борьбы, но она не утратила своей актуальности и своей остроты, перейдя в плоскость борьбы информационной, а в частных случаях — в плоскость «нездоровых» авторских амбиций.

2. Анализ современной историографии

Анализ современных публикаций по теме позволяет говорить о некоторых негативных тенденциях в освещении истории зарождения и развития радиотехники. Слабое знание авторами историографии темы, ее источниковой базы приводит к тому, что многие новые публикации не только не являются шагом вперед в ее развитии, а фактически отбрасывают нас на многие десятилетия назад. Особое беспокойство вызывает то, что это касается не только научно-популярных изданий, но даже диссертационных работ (включая докторские диссертации). Не владея темой, и не имея возможности самостоятельно разобраться в обширной и весьма противоречивой библиографии по теме, некоторые авторы начинают воспроизводить в своих публикациях давно отвергнутые исторической наукой версии и всевозможные легенды, связанные с именем А. С. Попова и историей изобретения радио. В этой обстановке формируются и предлагаются читателю ложные выводы, делаются попытки пересмотра или произвольных трактовок как самой истории изобретения беспроводного телеграфа (радио), так и вклада в нее основных «действующих лиц».

В числе наиболее популярных у «новых историков» сюжетов и тем можно назвать такие, как:

- «грозоотметческая» версия изобретения А. С. Попова;
- мифическая встреча А. С. Попова с Г. Маркони в Кронштадте в 1902 году;
- не обнаруженная до сих пор никем в архивных документах резолюция какого-то должностного лица Морского министерства про «химе-

ру», на которую не стоит тратить деньги (в исходных публикациях, откуда этот сюжет пошел «в массы», приводятся не менее трех разных вариантов происхождения или авторства этой резолюции без каких либо ссылок на первоисточник, что уже должно заставить добросовестного историка поставить этот сюжет под сомнение);

— отсутствие какой-либо поддержки работам А. С. Попова со стороны Морского ведомства (вплоть до утверждений, что он якобы проводил свои работы втайне от командования) и последующее устранение А. С. Попова от продолжения работ в области беспроволочной телеграфии после его перехода в Электротехнический институт, и др.

Некоторые современные авторы умудряются воспроизводить в своих работах сразу несколько из указанных выше сюжетов, представляя их читателю, как вполне достоверные исторические факты [2, 3].

Следует, при этом, особо подчеркнуть, что все эти сюжеты давно и хорошо известны историкам радио, и неоднократно становились предметом критического разбора в отечественных публикациях. Однако, как уже было отмечено выше, изучение историографии темы не считается сейчас у многих авторов необходимым и обязательным этапом исторического исследования.

Наряду с этими, так сказать, традиционными темами и сюжетами, сформировалось несколько новых направлений, в рамках которых предпринимаются нападки на А. С. Попова (как историческую фигуру) и на его личный вклад в изобретение радио.

Одно из таких направлений предлагает читателю «обновленный» взгляд на А. С. Попова, как ученого: делаются попытки всячески принизить его образовательный уровень, научно-педагогическую квалификацию, практический опыт и знания (как в области электротехники, так и в других сферах, включая проблематику военно-морского флота) [4]. В этой «борьбе» с А. С. Поповым «рикошетом» достается и Минному офицерскому классу (МОК) в Кронштадте, который отдельные авторы пытаются представить таким заурядно-провинциальным («островным») средним (!) учебным заведением или, в крайнем случае, структурным подразделением Морского инженерного училища [4, с. 69, 133].

«Новым словом» в истории радиотехники стало «изобретение» некоторыми авторами мифического «радиоприемника В. В. Скобельцина», схеме которого, по мнению этих авторов, в последующем некие «фальсификаторы» якобы приписали А. С. Попову [4, 5]. Данный сюжет не имеет под собой никакой исторической основы и является целиком «продуктом» технической и исторической безграмотности его авторов, которые демонстри-

руют в своих публикациях как незнание оригинальных работ А. С. Попова, так и основ радиотехники. К сожалению, однако, этот миф получает сейчас распространение на различных Интернет-ресурсах и в научно-популярных публикациях.

Весьма настойчиво в последние годы начинает также продвигаться тема некой скрытой «коллизии» Попов — Рыбкин. Ближайший помощник и ассистент А. С. Попова по МОК (с 1894 г.) П. Н. Рыбкин представляется в некоторых публикациях как если и не единственный, то, во всяком случае, основной автор схемно-конструктивных решений, реализованных А. С. Поповым в первом когерентном приемнике (обр. 1895 г.) [4, с. 61, 159]. Аналогичным образом делаются попытки поставить под сомнение авторские права А. С. Попова на «телефонный приемник депеш» (1899 г.), а также всячески продвигается версия о якобы имевшем место конфликте между А. С. Поповым и его помощниками — П. Н. Рыбкиным и Д. С. Троицким, открывшими «детекторный эффект» когерера. Оба этих сюжета являются абсолютно надуманными и не имеют под собой никакой документальной основы. Более того, вся совокупность известных исторических источников свидетельствует о полной несостоятельности данной «сюжетной линии».

Примечательно, однако, что и в случае с «радиоприемником В. В. Скобельцина», и в случае с приемником «А. С. Попова — П. Н. Рыбкина» в качестве основного аргумента приводится утверждение о наличии у П. Н. Рыбкина и В. В. Скобельцина «несомненно(!) более высокой теоретической подготовки» чем у А. С. Попова (используется также термин «образовательно-техническая подготовка») [4, с. 69, 159]. Анекдотичность данного утверждения состоит в том, что все трое получили «теоретическую подготовку» на одном и том же физико-математическом факультете Санкт-Петербургского императорского университета и у одних и тех же профессоров. Если же учитывать еще и высокий уровень практической подготовки А. С. Попова (в первую очередь в области электротехники), то надо очень сильно захотеть и очень сильно «постараться», чтобы отказать ему в наличии соответствующих компетенций, как это пытаются делать некоторые современные авторы.

Особое огорчение на этом фоне вызывают публикации, подготовленные, казалось бы, с благими намерениями, но работающие в итоге на обратный результат [6, 7]. Яркая, литературно-эмоциональная подача материала не может компенсировать ошибок, допущенных авторами при изложении фактических обстоятельств, а слишком вольные авторские «интерпретации» создают основу для формирования у читателя ложной картины событий.

Как показывает опыт, одним из наиболее действенных способов противостояния этим негативным тенденциям является всемерная популяризация исторического наследия А. С. Попова (его документальных и приборных коллекций), максимальная опора на оригинальные документальные источники, разработка новых и более глубокая проработка традиционных тем и сюжетов, связанных как с историей самого изобретения, так и с биографией ученого. Особая роль в такой работе принадлежит, конечно, научно-техническим музеям, связанным с именем А. С. Попова и с историей развития средств радиосвязи.

По инициативе СПбГЭТУ «ЛЭТИ» к 150-летию со дня рождения А.С. Попова Правительством Санкт-Петербурга было принято постановление «Об основных мероприятиях по подготовке и проведению юбилея (150-летия) изобретателя радио А. С. Попова на 2007—2009 годы», которое предусматривало, в частности, реализацию ряда издательских проектов, посвященных жизни и деятельности А. С. Попова и истории изобретения радио. В 2008—2009 гг. была издана серия книг, подготовленных авторскими коллективами Санкт-Петербургских музеев (Центральный музей связи имени А. С. Попова, Мемориальный музей А. С. Попова СПбГЭТУ, Мемориальный музей-кабинет А. С. Попова в Кронштадте) [8, 9, 10, 11, 12]. В рамках празднования 150-летия А.С. Попова в Санкт-Петербурге прошла также международная конференция «EUROCON 2009» под эгидой IEEE; с изданием трудов конференции на английском языке (программа конференции включала исторические доклады). Данная работа была продолжена и в последующие годы [13].

Не менее важным, по нашему мнению, является участие сотрудников музея в работе ежегодных научных конференций, затрагивающих данную проблематику. В Санкт-Петербурге следует выделить три таких «площадки», на которых традиционно обсуждаются различные вопросы истории развития радиотехники. Это ежегодная Всероссийская научно-техническая конференция СПбНТОРЭС (секция «История развития радиотехники, электроники и связи»), международная годичная конференция Санкт-Петербургского отделения Российского Национального комитета по истории и философии науки и техники РАН (секция «История электроники, информатики и связи») и Всероссийская конференция музеев связи, проводимая ежегодно Центральным музеем связи имени А. С. Попова. Многие частные темы и сюжеты были впервые представлены коллегам для обсуждения именно на этих конференциях. Более того, формат этих конференций позволяет неоднократно возвращаться к рассмотрению одних и тех же тем по мере уточнения известных или вы-

явления новых фактов и обстоятельств. Такая систематическая и методичная работа, опирающаяся на результаты архивных (фондовых) исследований и проводимая на открытых специализированных «площадках» в обстановке свободного обсуждения, обязательным элементом которой является профессиональная, но вполне конструктивная критика коллег, обеспечивает условия для получения действительно новых научных результатов, которые в последующем закрепляются в журнальных статьях, тематических сборниках и монографиях.

3. О приоритете в изобретении беспроводной телеграфии

Тема приоритета в изобретении беспроводной телеграфии возникла сразу, как только стало достоянием научной общественности полное описание патента Г. Маркони (№ 12,039 от 2.6.1896 г.). Проблема состояла в том, что содержание этого патента в основе своей составили описания устройств, технических решений и физических явлений, хорошо известных ученым и описанных уже в научно-технической литературе (в виде отдельных частей и в совокупности). Другим словами, Маркони сумел запатентовать все, что до него «плохо лежало» (то есть, было вполне известно в научных кругах и имело своих авторов, но не было защищено патентами). Едва ли не единственным элементом в патенте Маркони, который мог претендовать на определенную новизну, являлся когерер оригинальной конструкции (хотя, и по этому пункту в научно-технической литературе встречаются обоснованные возражения).

Важно, однако, отметить, что ключевым элементом всей системы, позволяющим говорить о ее новом качестве, являлся когерерный приемник релейного типа с автоматическим встряхивателем. Именно этот прибор позволил сделать решающий шаг и перейти от воспроизведения опытов Герца, основным содержанием которых являлось излучение и обнаружение (индикация) электромагнитных волн, к беспроводной сигнализации (телеграфии) с помощью электромагнитных волн, предполагающей передачу и прием информации.

И здесь возникала самая главная трудность для сторонников приоритета Маркони, которая состояла в том, что приемник Маркони по принципу своего действия и основным техническим решениям повторял собой приемник А. С. Попова, подробное описание и принципиальная схема которого были уже опубликованы на тот момент в научно-технической литературе. Тождественность приемников Попова и Маркони отмечалась специалистами еще в те годы. Так, например, в известной монографии Доменико Мазотто (D. Mazotto), изданной на английском языке в 1906 го-

ду, было прямо указано, что приемник Попова в историческом ряду («in historical sequence») предшествует приемнику Маркони, при этом все основные части приемника Маркони являются общими с приемником Попова («which has all its fundamental parts in common») [14, p. 285].

Как известно, наличие в схеме приемника А. С. Попова телеграфного реле, введенного в электрическую цепь когерера, позволяло подключать к приемнику различные дополнительные (оконечные) устройства. Уже летом 1895 года Попов подключил к своему приемнику устройство для регистрации входных сигналов на бумажный носитель. Этот вариант приемника вошел в историю радиотехники как «грозоотметчик» (разрядотметчик), так как предназначался для исследования «пертурбации» атмосферного электричества. Первоначально запись сигналов в «грозоотметчике» осуществлялась на широкую ленту регистрирующего аппарата братьев Ришар, а затем (с сентября 1895 г.) на простую телеграфную ленту.

Эта важная особенность схемы приемника А. С. Попова, которую затем воспроизвели и применили у себя все ведущие производители аппаратуры беспроволочного телеграфа, была сразу отмечена современниками. Так, по оценке Коллинза (Collins), созданный А. С. Поповым в 1895 году приемник «лег в основу всех сконструированных с того времени систем, в которых применялся [регистрирующий] аппарат Морзе» [15, p. 188].

В этой ситуации сторонниками Маркони было найдено весьма «изящное» решение, зафиксированное уже в одной из первых монографий по истории беспроволочной телеграфии. Идея предельно проста: если нельзя доказать, что приемник Маркони появился раньше приемника Попова, надо доказать, что приемник Попова не предназначался для беспроволочной телеграфии. Таким образом, родилась «грозоотметческая версия» изобретения А. С. Попова, согласно которой русский ученый занимался вопросами применения волн Герца только к изучению атмосферного электричества. Соответственно, предметом его изобретения являлся только прибор для изучения атмосферного электричества — «грозоотметчик».

Дополнительным «бонусом» для сторонников этой версии являлся как бы «автоматом» следующий вывод, что раз у А. С. Попова в его опытах был только «грозоотметчик» и «атмосферное электричество», то у него не было передающей части. То есть у А. С. Попова в этом случае не было полной системы (передающая часть + приемная часть), которая впервые якобы появилась в патенте Маркони. Например, согласно Запевалову, даже при проведении А. С. Поповым лекционных демонстраций «в качестве генератора (передатчика) служили электрические явления в атмосфере». [5, с. 70, 71]. Следует предполагать, очевидно, что А. С. Попов

заказывал эти «электрические явления в атмосфере» для своих учебных занятий непосредственно в «небесной канцелярии», но детали этого процесса автор, почему-то, в своей книге не раскрывает.

Данная версия, появившись впервые в западной историографии на срезе XIX—XX веков [1, р. 204, 205], до сих пор остается основополагающей при описании коллизии Попов — Маркони. Весьма охотно ее используют и многие российские авторы.

Как показывает опыт сотрудников Мемориального музея А.С. Попова, самым действенным способом защиты приоритета русского ученого является демонстрация подлинных (оригинальных) документов. И в первую очередь — демонстрация статьи А. С. Попова, опубликованной им в «Журнале РФХО» (Вып. 1, 1896 г.) [16]. Текст статьи однозначно свидетельствует, что «грозоотметчик» является всего лишь частной версией приемника А. С. Попова, продемонстрированного русским ученым 7 мая 1895 года на заседании физического отделения РФХО, и в хронологическом ряду он стоит после этого приемника.

Указанная статья А. С. Попова содержит также исчерпывающую информацию обо всех типах передающих устройств и приборов, которые использовал ученый в своих опытах по состоянию на декабрь 1895 года. Эта информация, как и описание самих опытов, полностью опровергает «грозоотметческую версию» изобретения А. С. Попова. В распоряжении А. С. Попова, как видно из текста его статьи, была полная система для передачи информации с помощью электромагнитных волн (система беспроводной телеграфии).

Общепризнано, что особую роль в изучении приоритетных тем играют приборные коллекции, хранящиеся в научно-технических музеях и в различных частных собраниях. Именно они позволяют получить объективное представление о конкретных технических и конструктивных решениях, реализованных авторами тех или иных изобретений. Приборные коллекции А. С. Попова давно известны историкам науки и техники. В этом плане весьма неожиданный и интересный импульс дальнейшей разработке и более детальному изучению приоритетной темы придала презентация в 2004 году в Музее истории науки в Оксфорде уникальной «Коллекции Маркони», хранившейся все эти годы в Корпорации Маркони. Предметы этой коллекции в настоящее время представлены на сайте Музея истории науки в Оксфорде [17].

По мнению отечественных историков, коллекция приборов Г. Маркони является исключительно важным источником по истории начального периода развития радио, позволяющим, в условиях отсутствия надежных

документальных источников, составить необходимое представление о содержании первых опытов и демонстраций Г. Маркони.

Сравнительный анализ приборной коллекции Г. Маркони в совокупности с известными описаниями объективно свидетельствует, что по состоянию на конец 1896 года работы Г. Маркони, по своему содержанию и реализованным техническим решениям, являлись фактически повторением работ А. С. Попова, публично продемонстрированных русским ученым в мае 1895 г. — марте 1896 г. и уже описанных на тот момент в научной литературе.

4. Программа Milestones

В мае 2005 года на прошедшей в Санкт-Петербурге Международной научной конференции «Радио — связь времен», посвященной 110-летию изобретения радио А. С. Поповым, состоялось знаменательное событие — торжественное открытие бронзовой мемориальной доски-сертификата Исторического центра Международной организации инженеров по электротехнике и электронике (Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE), подтверждающего публичную демонстрацию А. С. Поповым 7 мая 1895 г. системы передачи сообщений с помощью электромагнитных волн, как исторического события в ряду самых значительных в мире в истории электротехники.

Бронзовая памятная доска с текстом на английском языке: «7 мая 1895 года А. С. Попов продемонстрировал возможность передачи и приема коротких и продолжительных сигналов на расстояние до 64 метров посредством электромагнитных волн с помощью специального переносного устройства, которое реагировало на электрические колебания, что стало определяющим вкладом в развитие беспроводной связи» была укреплена у входа в мемориальный музей-лабораторию А. С. Попова в старинном здании СПбГЭТУ «ЛЭТИ», в котором изобретатель радио с 1901 г. был профессором физики, а в 1905 г. — первым избранным директором. На бронзовой доске литыми буквами приводится текст на английском языке.

Созданный в структуре IEEE Исторический центр выступил с целым рядом интересных инициатив и программ, в том числе с программой Milestones (1983), что можно перевести как «верстовые камни» или, иначе говоря, вехи пройденного пути. В истории развития науки и техники подобными вехами стали крупные научно-технические достижения, оказавшие влияние на ход научно-технического прогресса. В области электротехники, электроники и смежных дисциплин, входящих в сферу интересов IEEE, такими вехами явились, например, изобретение электрической бата-

реи («вольтов столб», А. Вольта, 1799), создание и демонстрация действующего электромагнитного телеграфа (Шиллинг, Россия, 1828—1837), первая передача разборчивой человеческой речи по электрическим проводам (А. Белл, 1876), экспериментальное доказательство существования электромагнитных волн (Г. Герц, 1886—1888) и т. д.



Рис. 1. Мемориальная доска «Milestone» — сертификат Исторического центра IEEE.

Fig. 1. The Milestone Plaque is a certificate from the IEEE Historical Center

Для международного признания изобретения и получения сертификата в Исторический центр IEEE представляются обоснования в виде архивных справок, фотографий и иных документальных свидетельств. Таким образом, получение Россией международного сертификата Исторического центра IEEE свидетельствует о международном признании вклада А. С. Попова в изобретение радио.

5. Заключение

Мемориальный музей А.С. Попова проводит большую работу по исследованию вопросов истории зарождения и развития радиотехники, основываясь исключительно на архивных данных и документальных

источниках. Сотрудники музея ежегодно участвуют в 4—5 международных и региональных конференциях с докладами, посвященными важным датам в истории электротехники и радиотехники, музейному делу. К 150-летию А. С. Попова коллективом сотрудников нашего музея был подготовлен и издан ряд книг, посвященных жизни и деятельности А. С. Попова, его предшественникам, ученикам и последователям. В них мы постарались раскрыть суть изобретения А. С. Попова, создателя первой в мире радиосистемы со всеми ее основными составляющими, показать преемственность его научных исследований, продолжавших и творчески развивавших труды и достижения ученых многих стран мира, заключительным результатом которых стало изобретение радио.

Список литературы

1. Fahie J. J. A history of Wireless telegraphy : 1838—1899; including some bare-wire proposals for subaqueous telegraphs. 1st ed. — 1899; 2nd ed. — 1900, 1901; 3rd ed. — 1902.
2. Кикнадзе В. Г. Русско-итальянские связи и соперничество в области радиотехники в начале XX века (А. С. Попов и Г. Маркони). В сб. : Русские в Италии. Итальянцы в России : взаимовлияние культур. Материалы Международной заочной научной конференции (май 2011 г.) / Отв. редактор и составитель В. Ю. Жуков. СПб. : СПбГАСУ, 2012. С. 200—207.
3. Кикнадзе В. Г. Развитие сил и средств радиоразведки отечественного военно-морского флота в первой половине XX века : Исторический опыт и уроки: дис. ... д-ра ист. наук. М. : ВАГШ МО РФ. 2014.
4. Шапкин В. И. Радио : открытие и изобретение / Наука. Техника. Социум. М. : ДМК ПРЕСС, 2005. 190 с.
5. Запевалов В. А. Кто изобрел радио? Воронеж : Центр духов. возрождения Чернозем. края, 2014. 95 с.
6. Круглова Л. А. Александр Попов. М. : ИД «Комсомольская правда», 2016. 96 с.
7. Стрелков Е. Фигуры разума : Истории о науке. Нижний Новгород : Издательство «Дирижабль», 2015. 192 с.
8. Золотинкина Л. И., Партала М. А., Урвалов В. А. Летопись жизни и деятельности Александра Степановича Попова /под ред. акад. РАН. Ю. В. Гуляева. СПб : Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина). 2008. 560 с.
9. Из истории изобретения и начального периода развития радиосвязи (сборник подлинных документов и материалов) /Авторы-составители: Л. И. Золотинкина, Ю. Е. Лавренко, В. М. Пестриков. Научный редактор д. т. н. проф. В. Н. Ушаков. СПб : 2008. 240 с.
10. А. С. Попов — Э. Дюкрете. Письма и документы. 1898—1905 гг. / Автор -сост. : Л. И. Золотинкина, Е. В. Красникова, М. А. Партала, Л. С. Румянцев, под ред. Л. И. Золотинкиной. СПб : Изд-во «Русская классика», 2009. 340 с.
11. Золотинкина Л. И., Красникова Е. В., Сергеев Д. Б. А. С. Попов в Санкт-Петербурге и в Кронштадте : путеводитель. СПб : Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ» имени В. И. Ульянова (Ленина), 2008. 80 с.

12. История радиосвязи в экспозиции Центрального музея связи имени А. С. Попова : каталог (фотоальбом) / Н. А. Борисова, В. К. Марченков, В. В. Орлов и др. СПб : ЦМС имени А. С. Попова, 2008. 188 с.
13. Alexander Stepanovich Popov (1859—1906) / Л. И. Золотинкина, М. А. Партала, В. А. Урвалов. СПб : Изд-во «Пропаганда», 2016. 27 с.
14. Mazotto D. Wireless telegraphy and telephony. Eng. trans. by S. R. Bottone. London, New York : Whittaker & Co. 1906.
15. Collins A. F. Wireless Telegraphy : Its History, Theory and Practice. New York : McGraw-Hill Book Company, 1905.
16. Попов А. С. Прибор для обнаружения и регистрирования электрических колебаний // ЖРФХО. СПб : 1896. Т. XXVIII, вып. 1, ч. физ., отд. 1, стр. 1—14.
17. Marconi Collection [Электронный ресурс].
URL: <http://www.mhs.ox.ac.uk/marconi/collection/>

Информация об авторах

Золотинкина Лариса Игоревна, к. т. н., директор Мемориального музея А. С. Попова, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ», Санкт-Петербург, Российская Федерация.

Партала Михаил Анатольевич, к. т. н., ученый секретарь Мемориального музея А. С. Попова, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ», Санкт-Петербург, Российская Федерация.

Information about the authors

Larisa I. Zolotinkina, PhD, director of A. S. Popov Memorial Museum, St. Petersburg Electrotechnical University “LETI” (ETU), St. Petersburg, Russian Federation.

Mikhail A. Partala, PhD, Professor, Saint Petersburg Electrotechnical University “LETI” (ETU), St. Petersburg, Russian Federation.

УДК 621.37-621.39(091)

Открытие колебательного эффекта искрового разряда

Пестриков В. М.

*Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения
Россия, 191119, Санкт-Петербург ул. Правды, 13
pvm205@yandex.ru*

Получено: 13 октября 2019 г.

Отрецензировано: 9 ноября 2019 г.

Принято к публикации: 16 ноября 2019 г.

Аннотация: *Представлена история открытия колебательного разряда конденсатора. Рассмотрена теория разряда конденсатора У. Томсона и экспериментальное обоснование колебательного характера электрического разряда В. Феддерсеном. Сравниваются периоды электрических колебаний, вычисленные по теории У. Томсона и полученные в эксперименте. Уделено внимание колебательному искровому разряду, возникающему в колебательном контуре с разрядником. Приводится формула Рожанского для определения периода электрических колебаний в такой цепи. Искровой разрядник стал основным источником радиоволн в начальный период развития беспроводной телеграфии.*

Ключевые слова: *искра, искровой разряд, колебательный разряд конденсатора, формула У. Томсона, затухающий колебательный процесс, эксперименты В. Феддерсена, искровой промежуток, формула Рожанского, электроды из серебра.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Пестриков В. М. Открытие колебательного эффекта искрового разряда // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2019. Т. 2, № 4. С. 560—575.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Пестриков, В. М. Открытие колебательного эффекта искрового разряда / В. М. Пестриков // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2019. Т. 2, № 4. С. 560—575.

Discovery of the oscillatory effect of a spark discharge

V. M. Pestrikov

St. Petersburg State University of Film and Television
13 Pravda St. Petersburg, 191119, Russia
pvm205@yandex.ru

Received: October 13, 2019

Peer-reviewed: November 9, 2019

Accepted: November 16, 2019

Abstract: *The history of the discovery of the oscillatory discharge of a capacitor is presented. The theory of the discharge of the condenser W. Thomson and the experimental justification of the oscillatory nature of the electric discharge by W. Feddersen are considered. The periods of electric oscillations calculated according to the theory of W. Thomson and obtained in the experiment are compared. Attention is paid to an oscillatory spark discharge arising in an oscillatory circuit with a spark gap. Rozhansky's formula is given to determine the period of electric oscillations in such a circuit. The spark gap became the main source of radio waves in the initial period of development of wireless telegraphy.*

Keywords: *spark, spark discharge, oscillatory discharge of a capacitor, formula by W. Thomson, damped oscillatory process, W. Feddersen's experiments, spark gap, Rozhansky formula, silver electrodes.*

For citation (IEEE): V. M. Pestrikov, "Discovery of the oscillatory effect of a spark discharge," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 4, pp. 560–575, 2019. (In Russ.).

1. Введение

Первые знания об электричестве были связаны со статическим электричеством, позже появился гальванический элемент и постоянный ток. Только после открытия колебательных токов электричества появилось явление электрического резонанса, которое до сих пор играет большую роль в радиотехнике. Разряд конденсатора через электрический контур, содержащий самоиндукцию и искровой промежуток, носит название «колебательного искрового разряда». В такой цепи возникают затухающие электрические колебания. Искровой разрядник явился первым созданным человеком радиопередатчиком, который с помощью электрической искры генерировал серию коротких переходных импульсов радиоволн, называе-

мых затухающими волнами. Это был основной тип передатчиков, использовавшихся в эпоху беспроводной телеграфии или «искры», с 1887 года до конца первой мировой войны.

2. Колебательный характер электрического разряда

Колебательный характер электрического разряда был доказан еще до экспериментальных работ с электромагнитными волнами Г. Герца.

Одним из первых исследователей разряда лейденской банки стал русский ученый Георг Вильгельмович Рихман (11.06.1711—26.06.1753). В 1753 году им была разработана схема, состоящая из лейденской банки, включенной между двумя изолированными телами, одно из которых может заряжаться машиной, а другое — одновременно от конденсатора, (рис. 1). К обоим телам были присоединены электрометры с одинаковыми шкалами. Экспериментируя со схемой, Рихман впервые создал режим заряда — разряда конденсатора и выявил колебательный характер разряда лейденской банки, чему, однако, объяснения дать не смог [1]. Об обнаруженном явлении он написал в своих «Заметках по электричеству»: «электричество может попеременно как бы выталкиваться из одного тела в другое» [2].

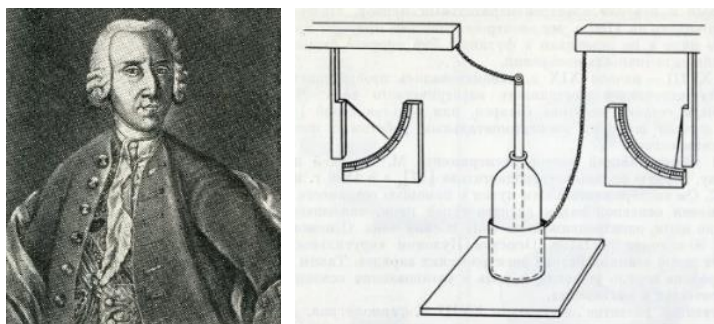


Рис. 1. Георг Рихман и его эксперимент по колебательному разряду лейденской банки [2]. 1753 г.

Fig. 1. Georg Richmann and his experiment on the vibrational discharge of a Leyden bank [2]. 1753

Эффект Рихмана был настолько поразительным, что Русский физик Франц Эпинус [нем. Franz Ulrich Maria Theodor Aepinus (Äpinus, Hoch), 13 (24).12.1724—10(22).08.1802) в своем капитальном труде «Опыт теории электричества и магнетизма», изданном в Петербурге в 1759 г., поместил статью с объяснением «одного явления в лейденской банке, открытого знаменитейшим Рихманом» [3].

Эпинус, однако, не особо разобрался в сути явления. Упоминая об экспериментах «профессора Рихмана из Петербурга» с лейденской банкой,

известный английский физик Джозеф Пристли (англ. Joseph Priestley, 13.03.1733—06.02.1804) назвал их «весьма любопытными и элегантными».

В 1801 году английский физик и химик Уильям Хайд Волластон (англ. William Hyde Wollaston, 06.08.1766—22.12.1828) опубликовал короткую, но значимую статью «Эксперименты по химическому производству и действию электричества», в которой он добавил свой голос к сторонникам того, что электрический ток столба Вольта такое же электричество, как и на основе трения [4]. В статье приводится его десять проведенных опытов по этой тематике.

В одном из опытов ему удалось разложить воду с помощью электрических разрядов искры. В ходе эксперимента он наблюдал, что, когда разложение происходит под действием разряда статического электричества, то водород и кислород не появляются на разных электродах, как в опыте с гальваническим столбом, а на каждом электроде выделяется смесь газов, словно ток прошел через воду в обоих направлениях.

Это как раз и говорит о том, что разрядный ток состоит из чередующихся, противоположно направленных токов. Однако, этот вопрос не интересовал автора статьи, ее направленность была посвящена другой проблеме. На этот опыт Волластона как раз и сослался через 46 лет в своей статье Герман фон Гельмгольц, обосновывая колебательный характер искры лейденской банки. Недаром в кругу английских ученых была в ходу поговорка: «Тот, кто спорит с Волластоном, — неправ».

Нужно отметить, что в эксперименте Волластона электрический ток подводился от электростатического генератора по очень тонким проводящим скрученным нитям с двумя микроскопическими золотыми наконечниками, погруженными в воду. До Волластона для разложения воды использовали сильные разряды от батареи лейденских банок, которые пропускались через жидкость и производили в ней взрывы, сопровождавшиеся искрами.

После этих опытов, французский физик Феликс Савар (фр. Félix Savart, 30.06.1791—16.03.1841) на основании экспериментальных наблюдений опубликовал в 1827 году статью, в которой отметил, что когда несколько игл располагаются на различном расстоянии над проволокой, через которую проходит разряд лейденской батареи, то они намагничиваются в различных направлениях, и что путем последовательного усиления разряда через катушку достигается несколько перемен полюсов у находившихся в ней игл, рис. 2 [5].

В 1834 г. английский физик Чарльз Уитстон (англ. Sir Charles Wheatstone, 06.02.1802—19.10.1875) занялся изучением искрового разряда и для

этого сконструировал вогнутое зеркало, которое вращалось вручную от ременной передачи со скоростью пятьдесят оборотов в секунду, рис. 3 [6]. Перед вращающимся зеркалом проскакивала искра, которая проецировалась на противоположную стену. В результате вращения зеркала она отображалась не как линия света, а как полоса света. Уитстон смог приблизительно измерить длину искры и, таким образом, легко определить её длительность времени существования: длина световой полосы делилась на скорость вращения зеркала, или расстояние, пройденное зеркалом, выраженное в угловых секундах.



Рис. 2. Феликс Савар и его эксперимент по колебательному характеру электрического разряда лейденской банки.

Fig. 2. Felix Savart and his experiment on the oscillatory nature of the electric discharge of a Leyden jar

В середине 30-х годов XIX в. французский физик Доминик Франсуа Араго, секретарь Парижской Академии наук, рекомендовал выбрать Чарльза Уитстона на вакантное место члена-корреспондента Академии. Араго хорошо был знаком с работами Уитстона. Наиболее важными из них, которые послужили поводом для избрания в Парижскую Академию, Араго считал его эксперименты по измерению скорости распространения электрического заряда по проводнику и определению длительности существования искры электрического разряда. Главным в этих опытах было то, что Уитстон разработал новую технологию для исследования быстропротекающих процессов, которая могла быть использована для решения других научных проблем.

Американский физик Джозеф Генри (Joseph Henry, 17.12.1797—13.03.1878) прочитав статью Савара отметил: «...возникали некоторые сомнения в отношении правильности показаний направления тока этим путем, с тех пор как г. Савар опубликовал в 1826 г. сообщение о том, что когда несколько игл располагаются на различном расстоянии над проволо-

кой, через которую проходит разряд лейденской банки, то они намагничиваются в различных направленных и что путем последовательного усиления разряда через спираль достигается несколько перемен полюсов у находившихся над ней игл» [7]. Это заставило Генри в 1840—1842 гг. исследовать разряд лейденской банки в цепи, содержащей соленоид со стальной иглой. Намагнитив около 1000 толстых игл, Генри не обнаружил изменений полярности, однако, когда взял тонкие иглы, то наблюдалось несколько перемен полярности, что было связано с «простым увеличением количества электричества, в то время как направление разряда оставалось прежним». В итоге он пришел к выводу: «Разряд, какова бы ни была его природа, если воспользоваться для удобства теорией Франклина, не представляется единичным переносом невесомого флюида с одной обкладки банки на другую; явление заставляет нас допустить существование главного разряда в одном направлении, затем нескольких возвратных действий назад и вперед, каждое из которых слабее предыдущего, и так до тех пор, пока не наступит равновесие» [8]. Он также утверждал, что при разряде «волны электричества» пробегают по поверхности проводника, а не внутри его, как это происходит при прохождении гальванического тока.

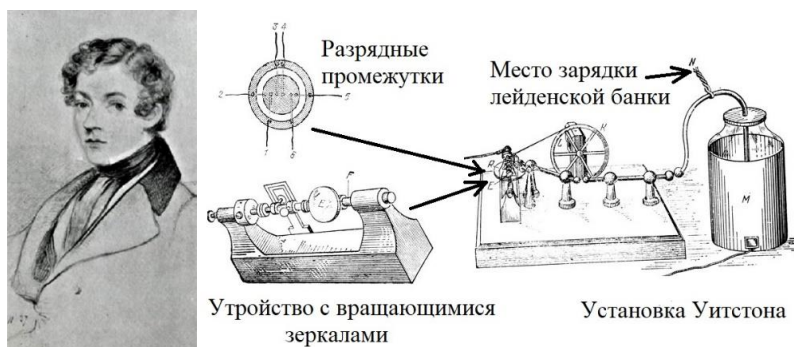


Рис. 3. Английский физик сэр Чарльз Уитстон (1837 г.) и его установка для изучения искрового разряда.

Fig. 3. English physicist Sir Charles Wheatstone (1837) and his installation for the study of spark discharge

Сообщение об этих работах Генри представил 17 июня 1842 г. на сессии Американского философского общества (American Philosophical Society). Описывая свои эксперименты, он сослался на работу Савари и заявил, что взял на себя обязательство повторить эксперименты этого исследователя, прежде чем предпринимать какие-либо новые шаги. В печати информация об этом появилась в виде авторизованного реферата: «Статья

№ 5. Об индукции от обычного электричества и о колебательном разряде» (англ. Contribution N 5. On induction from ordinary electricity and on the oscillatory discharge) [9]. Информация об исследованиях Дж. Генри через 5 лет была помещена в английском журнале «Philosophical Magazine» [10]. Рисс (Peter Theophil Riess, 27.06.1805—23.10.1883), Волластон и Гельмгольц быстро повторили эксперимент Генри.

О явлении, исследованном Дж. Генри, говорил 23 июля 1847 г. перед членами Берлинского физического общества (Berlin Physical Society) и будущий учитель и наставник Генриха Герца 26-летний Герман фон Гельмгольц (нем. Hermann-Ludwig-Ferdinand von Helmholtz, 31.08.1821—08.09.1894) в своей лекции «О сохранении силы». Он, в частности, предложил рассматривать «разряд батареи не как простое движение электричества в одном направлении, а как своего рода маятниковые колебания между двумя обкладками, которые все более и более уменьшаются, пока вся последовательность жизненных сил не будет уничтожена суммой сопротивлений» [11]. В этом высказывании новым явилось лишь упоминание о «живой силе». «Живая сила» в настоящем контексте может быть интерпретирована как «энергия, запасенная в лейденской банке».

В 1897 г. Эрнест Резерфорд в одной из своих ранних работ, посвященных проблеме обнаружения электромагнитных волн, отметил главное достижение Дж. Генри: «Аномальный характер намагничивания стальных игл натолкнул Генри на мысль, что разряд лейденской банки происходит колебательным образом» [12]. Тем самым Дж. Генри экспериментально установил колебательный характер искрового разряда лейденской банки (конденсатора) и указал на возможность создания электрических колебаний.

Полезность конденсатора, как и в случае многочисленных других открытий, появилась только после того, как были сделаны иные открытия и выявлены взаимосвязи между разрядом конденсатора и явлениями, ранее считавшимися чем-то обособленными, не связанными с ним.

3. Теоретическое обоснование колебательного характера электрического разряда

Английский физик Уильям Томсон (лорд Кельвин, 26.06.1824—17.12.1907) прочитал статью Гельмгольца [13] и в 1853 году опубликовал свою статью, в которой впервые математически обосновал возможность существования колебательных электрических разрядов [14]. В статье на основании закона сохранения энергии для электрической цепи моделирование резонансного контура описано обыкновенными дифференциальными уравнениями первого порядка с постоянными коэффициентами:

$$i = \frac{dq}{dt}, \quad (1)$$

$$-d \left(\frac{1}{2} \frac{q^2}{C} \right) = d \left(\frac{1}{2} Li^2 \right) + Ri^2 dt, \quad (2)$$

где начальные условия:

$$q = q_0 - \text{первоначальный заряд и } i = 0 \text{ когда } t = 0. \quad (3)$$

В выражениях (1) и (2) введены следующие обозначения: i — сила тока в разряднике, q — величина заряда в момент времени t , C — электроемкость конденсатора, R — сопротивление проводника, через который происходит разряд, L — индуктивность или коэффициент самоиндукции этого проводника.

После подстановки (1) в (2) и преобразований получено обыкновенное дифференциальное уравнение второго порядка с постоянными коэффициентами:

$$\frac{d^2 q}{dt^2} + \frac{R}{L} \cdot \frac{dq}{dt} + \frac{1}{CL} q = 0. \quad (4)$$

В результате решения дифференциального уравнения (4) с условиями (3) получена формула для определения величины заряда, появляющегося в конденсаторе при колебательном разряде спустя t секунд после момента начала последнего:

$$q = \frac{q_0}{\varepsilon L} e^{-\frac{R}{2L}t} \left\{ \varepsilon L \cos(\varepsilon t) + \frac{R}{2} \sin(\varepsilon t) \right\}, \quad \text{где } \varepsilon = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}. \quad (5)$$

Для определения величины периода полного электрического колебания T , т. е. продолжительности одного полного изменения заряда конденсатора в работе получена следующая формула:

$$T = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}}. \quad (6)$$

Когда проводник, через который происходит разряд, имеет очень малое сопротивление, т. е. тогда можно пренебречь величиною $\frac{R^2}{4L^2}$ в сравнении с величиною $\frac{1}{LC}$, то период полного электрического колебания можно записать в виде:

$$T = 2\pi\sqrt{LC}. \quad (7)$$

Относительная погрешность формулы (7) по сравнению с (6), приблизительно равна $\frac{R^2 C}{8L}$, то есть порядка одной тысячной.

У. Томсон обнаружил, что решение дифференциального уравнения (4) критически зависит от относительных значений емкости, индуктивности и сопротивления в современной терминологии, и что при определенных обстоятельствах колебания вообще не происходят, то есть в случае чрезмерного затухания.

Уравнение (4) обычно называют уравнением разряда конденсатора, причем при выполнении условия $R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}$ разряд будет колебательным, а в случае $R > 2\sqrt{\frac{L}{C}}$ — аperiодическим. Случай $R = 2\sqrt{\frac{L}{C}}$ называют критическим.

Теория Томсона показала, что разряд не представляет собой мгновенное явление, а, наоборот, может происходить с различными периодами времени и процессами различного характера. Интересно отметить, что У. Томсону в момент публикации упомянутой выше фундаментальной статьи было 29 лет.

4. Экспериментальное обоснование колебательного характера электрического разряда

Правильность теоретических выводов Томсона подтвердилась многочисленными наблюдениями явлений электрического разряда, сделанными учеными-экспериментаторами. Наиболее важными такими подтверждениями явились исследования немецкого физика из города Лейпцига Вильгельма Феддерсена (Feddersen Berend Wilhelm, 26.03.1832—01.07.1918), рис. 3.2. Он был первым, кто наглядно подтвердил все особенности колебательных разрядов. Феддерсен в начале учился в Геттингене. Потом переехал в Киль и стал студентом-стажером в Физическом институте, который основал Густав Карстен. Свои исследования в Киле Феддерсен закончил в 1857 году представлением докторской диссертации под названием «Вклад в знание электрической искры» (нем. Beiträge zur Kenntnis des elektrischen Funkens). В 1859 году в экспериментах с лейденской банкой Феддерсену удалось доказать, что каждый электрический искровой разряд состоит из отдельных (затухающих) колебаний. Он понял, что в цепи, состоящей из катушки, конденсатора и резистора, возникают электрические колебания. Для исследований он построил прибор для изучения электрических разрядов (искр) в воздухе.

В 1861 г. В. Феддерсен исследовал разрядную искру с помощью технологии Чарльза Уитстона с вращающимися зеркалами, добавив к ней запись явления на фотографические пластины, рис. 4 [15, 16].

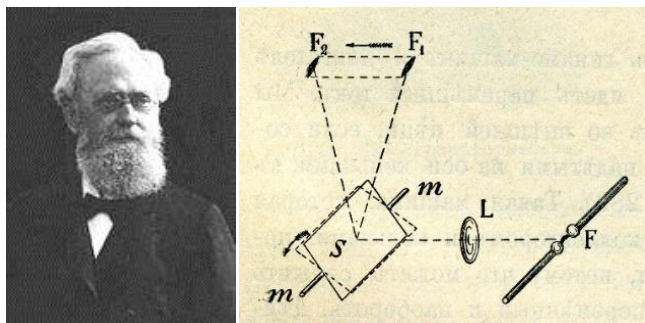


Рис. 4. Немецкий физик Вильгельм Феддерсен и его эксперимент (1862 г.).

Fig.4. German physicist Wilhelm Feddersen and his experiment (1862)

Во время эксперимента между возникающей искрой в разряднике и быстро вращающимся зеркалом устанавливалась линза. При вращении зеркала происходило быстрое перемещение изображения искры. Особенностью эксперимента Феддерсена явилось то, что полученные им световые полосы могли быть сохранены и измерены в стационарном состоянии, в то время как Уитстон наблюдал за своими записями один и никогда их не сохранял.

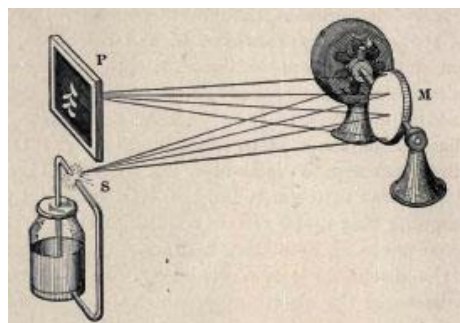


Рис. 5. Вид искры во вращающихся зеркалах, полученный в эксперименте В. Феддерсена для подтверждения колебательного характера искрового разряда. 1862 г.

Fig. 5. The type of spark in rotating mirrors obtained in the experiment of W. Feddersen to confirm the oscillatory nature of the spark discharge. 1862

В 1862 г. В. Феддерсен обнаружил, что каждый разряд состоит из целой серии разрядов. В одном из опытов Феддерсена, например, оказа-

лось, что время свечения искры было 25×10^{-6} секунды, и эта искра состояла из нескольких последовательных вспышек продолжительностью примерно 5×10^{-6} секунды, рис. 5.

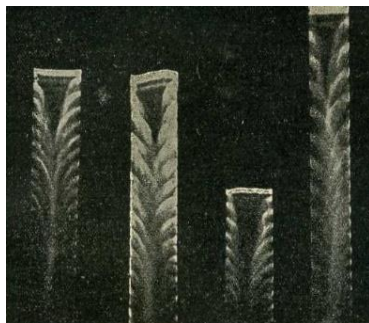


Рис. 6. Вид искр во вращающихся зеркалах.

Fig. 6. View of sparks in rotating mirrors

При этом большая яркость искры наблюдалась около отрицательно-го электрода. Особенно резкая искра в некоторых опытах представляла собой искру переменного направления, и её яркий конец отпечатывался на фотографиях попеременно то верхним, то нижним концом, рис. 6.

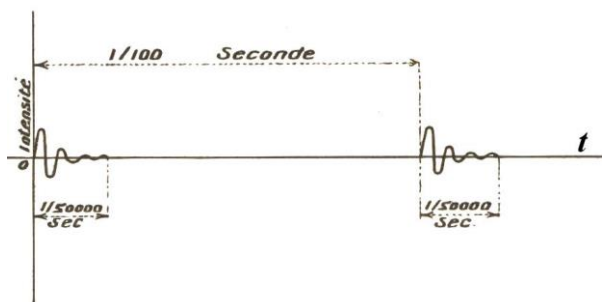


Рис. 7. Вид последовательных вспышек искры на экране P в экспериментах В. Феддерсена. 1862 г.

Fig. 7. View of sequential spark flashes on screen P in W. Feddersen's experiments. 1862

Расстояние между искрами оказалось для каждого опыта неизменным, что доказывало однозначность периода электрических колебаний для данной цепи. Если бы разряд состоял только из одной искры, то в зависимости от длительности разряда изображение искры в зеркале получилось бы удлинённым. Зная скорость вращения зеркала, он определил промежуток времени между отдельными разрядами и показал, что этот период

времени возрастает с увеличением сопротивления цепи и пропорционален квадратному корню из произведения емкости и самоиндукции цепи, в которой наблюдается разряд, рис. 7. В дополнение к этому оказалось, что весь этот процесс не зависит от величины первоначального заряда.

Одним из важных результатов Феддерсена было многократное подтверждение того, что при прочих равных условиях можно подобрать сопротивление достаточно большое, чтобы колебания прекратились, и разряд принял характер непрерывного. Это сопротивление Феддерсен назвал предельным и нашёл, что при различных емкостях C его величина определяется законом:

$$R_{\text{предельное}} = \frac{\alpha}{\sqrt{C}}, \text{ где } \alpha \text{ некоторая постоянная величина.}$$

Интересно отметить, что получение численных результатов из данных опытов Феддерсен проделал без обращения к теории Томсона. В полученных эмпирических законах он очень близко подошел к теории Томсона без использования понятия самоиндукции, которая в ней является главной причиной рассматриваемого явления. Только в одной работе он отметил, что, если принять электрический ток за колебание частиц, то явления инерции становятся допустимыми [17].

Точный расчет периода колебаний по данным Феддерсена был сделан немецким физиком Густавом Кирхгофом (нем. Gustav Robert Kirchhoff; 12.03.1824—17.10.1887), который предложил теорию электрических колебаний, приводящую к тем же результатам, что и теория Томсона [17]. Кирхгоф показал, что предельное сопротивление Феддерсена численно удовлетворяет неравенству, полученному из его теории, для сопротивления, при котором прекращаются колебания. Однако вычисленные Кирхгофом периоды колебаний, хотя и согласовывались с экспериментальными по порядку величин (между 9×10^{-7} и 98×10^{-7} секунды), но оказались приблизительно вдвое меньшими по величине (у Феддерсена между 13×10^{-7} и 227×10^{-7} секунды). Такое несоответствие величин периодов полученных в эксперименте Феддерсена и по теории Кирхгофа было связано с выбором диэлектрической постоянной стекла конденсатора, если её принять 6,82, вместо 2, которую принимал Кирхгоф, то все периоды увеличатся в $\sqrt{3,41}$, то есть приблизительно вдвое.

Эмпирический характер работ Феддерсена имеет две важные особенности: подтверждение существования электрических колебаний независимо ни от какой теории и открытие новых явлений, которые сопутствуют этим колебаниям. Последние результаты исследований В. Феддерсена были опубликованы в немецком научном журнале «Annalen der Physik» в 1862

году. Только в 1886 году, почти через четверть века, с результатами этих экспериментов ознакомился и заинтересовался будущий первооткрыватель электромагнитных волн Генрих Герц.

5. Колебательная цепь с искровым разрядником

При выводе формул (6) и (7) сделано допущение, что для всех участков цепи, соединяющей обкладки конденсатора, выполняется закон Ома. В практической схеме искрового передатчика, когда в колебательной цепи есть искровой промежуток, как показал опыт, разность потенциалов на концах искрового промежутка не пропорциональна силе тока, то есть в такой колебательной цепи закон Ома не выполняется, рис. 8.

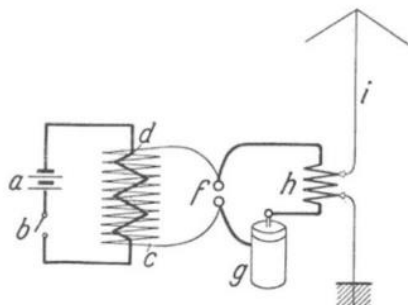


Рис. 8. Принципиальная схема искрового передатчика: *a* — гальваническая батарея, *b* — прерыватель (молоточек Вагнера), *d* — катушка Румкорфа, *f* — искровой разрядник (два металлических шарика), *g* — лейденская банка, *h* — входной контур, *i* — антенна.

Fig. 8. Schematic diagram of the spark transmitter: *a* — galvanic battery, *b* — chopper (Wagner hammer), *d* — Ruhmkorff coil, *f* — spark gap (two metal balls), *g* — Leiden jar, *h* — input circuit, *i* — antenna

В этом случае период колебаний будет несколько отличным от того, который получается на основании формулы Томсона. Однако такое отклонение долгое время не наблюдалось на опыте. Все первоначальные экспериментальные измерения периода колебаний показывали очень хорошее соответствие с формулой Томсона. Это объясняется тем, что эти исследования производились при помощи фотографирования искры, изображение которой перемещалось по пластинке, а точность измерений, произведенных таким методом, не превышала одного процента [18].

Только значительно позже немецкому физику Макс Вину (Wien Max Karl Werner, 25.12.1866—24.02.1938) удалось обнаружить влияние условий возникновения искры на период колебаний в эксперименте по методу резонансных кривых. Вин обнаружил, что изменение периода зависит от материала электродов между, которыми проскакивает искра, в

частности, он увеличивается при замене магниевых электродов серебряными [19]. Более подробные исследования Вина, произведенные им над электродами из магния, висмута, кадмия, сурьмы, цинка, алюминия, меди и серебра показали, что все перечисленные металлы дают большую величину периода, чем магний. При этом оказалось, что увеличение периода идет почти параллельно увеличению декремента. По величине даваемых различными металлами декрементов они располагаются как раз в вышенаписанном порядке. Если же располагать металлы в ряд, соответственно производимому ими увеличению периода колебаний, то получается тот же порядок (при условии, если алюминий и сурьма поменять местами).

Таким образом, исследования Вина устанавливают с несомненностью влияние искры на период колебательного разряда конденсатора и указывают некоторую связь между величинами изменения периода и декремента. Но все же они не делают никаких указаний на причины этого влияния, так как увеличение декремента, как его показал сам Вин, не может повлечь за собой заметного изменения периода.

Несколько большую ясность в этот вопрос внесли исследования Д. А. Рожанского, который при помощи трубки Брауна получил кривые изменения разности потенциалов на концах искрового промежутка, помещенного в колебательную цепь. Рожанский показал [20], что для случая цепей с искровым промежутком время простого колебания « Θ » такой цепи отличается от периода, вычисленного на основании формулы Томсона на величину $\Delta\Theta$, которая удовлетворяет следующему условию

$$\frac{\Delta\Theta}{\Theta} = \frac{1}{\pi V_1} (h_e + R h_i), \quad (8)$$

где R — омовское сопротивление цепи; V_1 — величина, заключающаяся между крайними значениями разностей потенциалов на обкладках конденсатора за время данного колебания, а h_e определяется из выражения:

$$h_e = \frac{\pi}{\Theta} \int_0^{\Theta} (e - e_1) \cos \omega t \, dt,$$

причем $\omega = \frac{\pi}{\Theta}$, а $e - e_1$ представляет собой разность электродвижущих сил искры в моменты времени, равностоящие от начала и конца простого колебания; h_i — аналогичное выражение для силы тока i .

6. Заключение

Теоретическое исследование колебательного разряда конденсатора сделано У. Томсоном, а затухающий колебательный процесс в контуре

впервые экспериментально обнаружил В. Феддерсен. Величина периода колебаний при разряде конденсатора в колебательном контуре при наличии в нем искрового промежутка (разрядника) отличается от вычисленного по формуле Томсона на величину, которая может быть определена по формуле Рожанского. Искровой промежуток можно рассматривать как некоторое сопротивление, включенное последовательно в колебательную цепь; при этом, изменяя его длину, можно повысить или понизить напряжение, до которого будет заряжен конденсатор, пока не пробьется искровой промежуток и не начнется колебательный процесс. Искра (в особенности при электродах из серебра) увеличивает, хотя и очень немного, период колебания контура.

Список литературы

1. Цвараба Г. К. Георг Вильгельм Рихман. Л. : Наука, 1977. С. 131—132.
2. Рихман Г. В. Труды по физике. М. : Изд-во АН СССР, 1956. С. 350—352.
3. Эпинус Ф. У. Т. Теория электричества и магнетизма. [Л]. : Изд-во АН СССР, 1951. С. 349—371.
4. Wollaston W. H. Experiments on the Chemical Production and Agency of Electricity // Philosophical Transactions of the Royal Society of London. December 31, 1801. Vol. 91. Pp. 427—434.
5. Savary F. “M’emoire sur l’aimantation.” Vol. 34, Oct. 1827, Pp. 5—57. [Online]. Available: <http://gallica.bnf.fr/ark:/12148/bpt6k65691629/f11.image>
6. Wheatstone C. An Account of some Experiments to measure the Velocity of Electricity and the Duration of Electric Light // Philosophical Transactions of the Royal Society of London. December 31, 1834. Vol. 124. Pp. 583—591.
7. Генри Дж. Колебательный разряд. В кн. : Сборник оригинальных статей и материалов «Из предыстории радио» / Сост. С. М. Рытов, под ред. Л. И. Мандельштама. М. — Л. : Изд-во АН СССР, 1948. С. 243—245.
8. Henry J. Contributions to Electricity and Magnetism // Transactions of the American Philosophical Society. New Series. 1839. Vol. 6. Pp. 303—337.
9. Henry J. Contribution N 5. On induction from ordinary electricity and on the oscillatory discharge // Proceedings of the American Philosophical Society. 1842. Vol. 2. Pp. 193—196.
10. Henry J. Electrical experiments // Philosophical Magazine and Journal of Science. 1847. Vol. 30, No. 202. Pp. 368—369.
11. Гельмгольц Г. О сохранении силы. В кн. : Сборник оригинальных статей и материалов «Из предыстории радио» / Сост. С. М. Рытов, под ред. Л. И. Мандельштама. М. — Л. : Изд-во АН СССР, 1948. С. 246.
12. Резерфорд Э. Магнитный детектор электрических волн и некоторые его применения. Избранные научные труды. Т. 1 : Радиоактивность. М. : Наука, 1971. С. 41—65.
13. Helmholtz H. Messungen über fortpflanzungsgeschwindigkeit der reizung in den nerven-zweite reihe // Arch. Anat. Physiol. wiss. Med. 1852. S. 199—216.
14. Томсон В. О преходящих электрических тока. В кн. : Сборник оригинальных статей и материалов «Из предыстории радио» / Сост. С. М. Рытов, под ред. Л. И. Мандельштама. М. — Л. : Изд-во АН СССР, 1948. С. 247—257.

15. Feddersen B. W. Beiträge zur Kenntniss des elektrischen Funkens // Annalen der Physik und Chemie. 1858. Bd. 103. S. 69—88.
16. Feddersen B. W. Über die elektrische Flaschenentladung // Annalen der Physik und Chemie. 1862. Bd. 116. S. 132—171.
17. Лебединский В. Электрические колебания в проводнике // Электричество. 1899. № 3. С. 33—39.
18. Слуцкина А. Влияние искры на период колебательного разряда конденсатора // Телеграфия и телефония без проводов. 1918. № 1. С. 11—23.
19. Wien M. Über einen Einfluß des Metalls der Funkenstrecke auf die Frequenz elektrischer Schwingungen // Physikalische Zeitschrift. 1910. Bd. 11, No. 7. S. 282—287.
20. Рожанский Д. А. Влияние искры на колебательный разряд конденсатора. СПб. : 1911. 185 с.

Информация об авторе

Пестриков Виктор Михайлович, д. т. н., профессор Санкт-Петербургского государственного института кино и телевидения, г. Санкт-Петербург, Российская Федерация. ORCID 0000-0003-0466-881X.

Information about the author

Viktor M. Pestrikov, Dr. Tech. Sc., Professor, St. Petersburg State University of Film and Television, St. Petersburg, Russian Federation. ORCID 0000-0003-0466-881X.