

Российское НТО радиотехники, электроники и связи им. А. С. Попова
Уральский федеральный ун-тет им. первого Президента России Б. Н. Ельцина
Севастопольский государственный университет

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ и РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

Infocommunications
and Radio Technologies

2018
Том 1
№ 1

2018
Vol. 1
No. 1

Moscow • Ekaterinburg • Sevastopol

Почетный главный редактор

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

Главный редактор

д. ф.-м. н., проф. ХРАМОВ А. Е. (СГТУ, Саратов, 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. ГИМПЛЕВИЧ Ю. Б. (СевГУ, Севастополь, 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)

к. т. н. ИВАШИНА М. В. (Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden)

к. ф.-м. н. КОЛЕСОВ В. В. (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 «Системные ресурсы», Москва, Россия)

д. т. н., проф. ПЕСТРИКОВ В. М. (СПбГИКиТ, Санкт-Петербург, 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. т. н., проф. БАТУРА М. П. (БГУИР, Минск, Беларусь)

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

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

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

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

Заведующая редакцией: *Н. В. Папуловская*

Корректоры: *Е. Г. Уткина, С. В. Павлов*

Онлайн-сопровождение: *А. А. Кобелев*

Подписано к печати 15.03.2018

Формат 64×90/16. Усл. печ. л. 9,08. Уч.-изд. л. 8,6. Тираж 300 экз.

Адрес редакции: ул. Мира, 32, Екатеринбург, 610002

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. HRAMOV A. E. (SSTU, Saratov, Russia)

Editorial Board

D.Sc., Prof. ABRAMOV I. I. (BSUIR, Minsk, Belarus)

D.Sc. VOLVACH A. Ye. (CrAO, Crimea, Russia)

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

C.Sc. IVASHINA M. V. (Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden)

C.Sc. KOLESOV V. V. (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. (Systems Resources Ltd., Moscow, Russia)

D.Sc., Prof. PESTRIKOV V. M. (SPbSUFT, Saint-Petersburg, 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. BATURA M. P. (BSUIR, Minsk, Belarus)

Prof. ILCEV D. S. (Durban University of Technology, South Africa)

Prof. KARMAKAR N. Ch. (Monash University, Victoria, Australia)

D.Sc., Prof. KNYAZEY S. T. (UrFU, Ekaterinburg, Russia)

D.Sc. NECHAYEV V. D. (SevSU, Sevastopol, Russia)

Head of Editorial Board: *N. V. Papulovskaya*

Proofreaders: *Ye. G. Utkina, S. V. Pavlov*

Онлайн-сопровождение: *A. A. Kobelev*

Address:

Ural Federal University n. a. first President of Russia B. N. Yeltsin

32, Mira Str., Ekaterinburg, 610002, Russian Federation

E-mail: icrt.mail@gmail.com

Предисловие

Идея издания настоящего журнала родилась более десяти лет назад в кулуарах Международной Крымской микроволновой конференции (КрыМиКо), которая начиная с 1991 г. ежегодно проводится в Севастополе. Только за первые двадцать лет по результатам работы конференции было опубликовано 5282 доклада 5464-х авторов 774-х университетов и предприятий восьми стран СНГ и 35-ти зарубежных стран¹. Материалы конференций 2000—2014 гг. размещены в цифровой библиотеке IEEE Xplore и проиндексированы, в частности, базой данных Scopus. Основу редколлегии настоящего журнала составили члены Программного комитета этой конференции.

Журнал сориентирован на соответствие требованиям:

1. Высшей аттестационной комиссии (ВАК) Российской Федерации в соответствии с приказом Минобрнауки № 793 от 25 июля 2014 г.;
2. Российского индекса научного цитирования (РИНЦ);
3. Библиографической и реферативной базы данных Scopus.

В этих трех случаях основным отличием представления материалов является формат ссылок на используемые источники, что привело к необходимости представления списка в двух вариантах: для РИНЦ (Список литературы, ГОСТ 7.0.5—2008) и для Scopus (References, по правилам IEEE). В статье приведен также вариант представления ссылки на нее по требованиям ВАК (ГОСТ 7.0.11—2011).

Рубрики журнала сформированы в соответствии с п. 5 Приложения № 2 приказа № 793 от 25 июля 2014 г. и представляют следующие 5 групп специальностей ВАК:

01.03.00 — Астрономия (специальности 01.03.01 — Астрометрия и небесная механика, 01.03.02 — Астрофизика и звездная астрономия, 01.03.03 — Физика Солнца);

01.04.00 — Физика (специальности 01.04.03 — Радиофизика, 01.04.04 — Физическая электроника, 01.04.10 — Физика полупроводников, 01.04.15 — Физика и технология наноструктур, 01.04.21 — Лазерная физика, 01.04.23 — Физика высоких энергий);

05.12.00 — Радиотехника и связь (специальности 05.12.04 — Радиотехника, системы и устройства телевидения, 05.12.07 — Антенны, СВЧ-устройства и их технологии, 05.12.13 — Системы, сети и устройства телекоммуникаций, 05.12.14 — Радиолокация и радионавигация);

¹ Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»: 1991—2010 : аннотир. библиогр. указ. / Севастоп. нац. техн. ун-т, Науч. б-ка ; под ред. к. т. н. П. П. Ермолова ; [отв. сост. Н. Л. Ржевцева ; авт. предисл. М. П. Батура, М. Е. Ильченко, В. А. Шевцов]. — Севастополь : Вебер, 2014. — 640 с.

05.27.00 — Электроника (специальности 05.27.01 — Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и нанoeлектроника, приборы на квантовых эффектах, 05.27.02 — Вакуумная и плазменная электроника, 05.27.06 — Технология и оборудование для производства полупроводников, материалов и приборов электронной техники);

07.00.00 — Исторические науки и археология (специальность 07.00.10 — История науки и техники).

Мы приглашаем к сотрудничеству всех заинтересованных авторов.

А. Е. Храмов, главный редактор

*П. П. Ермолов, заместитель главного редактора,
член Ассоциации научных редакторов и издателей*

Саратов — Севастополь

Содержание — Contents

Астрономия (01.03.00) — Astronomy

- Вольвач Л. Н., Вольвач А. Е., Ларионов М. Г.** Параметры двойных систем
в блазарах 0235+164, 0528+134 и S4 0954+658
L. N. Volvach, A. E. Volvach, and M. G. Larionov, Parameters of binary systems in
0235+164, 0528+134 and 0954+658 blazars7

Физика (01.04.00) — Physics

- A. A. Kuraev, A. A. Koronovskii, S. A. Kurkin, A. O. Rak, I. S. Rempen,
A. A. Badarin, and A. E. Hramov,** Isolation of two-dimensional E-fields
in the excitation equations for hollow waveguides
**Кураев А. А., Короновский А. А., Куркин С. А., Рак А. О., Ремпен И. С.,
Бадарин А. А., Храмов А. Е.** Выделение двумерного электрического поля
в уравнениях возбуждения для полых волноводов 17

Радиотехника и связь (05.12.00) — Radio engineering and communication

- V. Ya. Noskov, K. A. Ignatkov, D. Ya. Mishin, S. M. Smolskiy, and A. P. Chupahin,**
Signal and noise parameters of autodynes with the soft impedance characteristic
of the active element (review)
Носков В. Я., Игнатков К. А., Мишин Д. Я., Смольский С. М., Чупахин А. П.
Сигнальные и шумовые параметры автодинов с мягкой импедансной
характеристикой активного элемента (обзор)29
Балакин Д. А., Чуркин С. С., Штыков В. В. Обнаружение сигналов
с использованием ортогонального базиса функций Гаусса — Эрмита
D. A. Balakin, S. S. Churkin, and V. V. Shtykov, Detection of signals
with the orthogonal basis of the Gauss–Hermite functions48
Дегтярев А. Н., Афонин И. Л., Мирянова В. Н. Повышение эффективности
систем передачи информации путем ортогонализации сигнального базиса
A. N. Degtyarev, I. L. Afonin, and V. N. Miryanova, Improving the efficiency
of data transmission systems by signal basis orthogonalization 62

Электроника (05.27.00) — Electronics

- Обухов И. А., Горох Г. Г., Лозовенко А. А., Смирнова Е. А.**
Матрицы нанопроводов из антимонида индия и их применения
I. A. Obukhov, G. G. Gorokh, A. A. Lozovenko, and E. A. Smirnova,
Matrices of indium antimonide nanowires and their applications 78
Богатырев Ю. В., Ластовский С. Б., Шведов С. В., Лозицкий Е. Г. Расчетно-
экспериментальное определение радиационной стойкости КМОП
интегральных микросхем при воздействии гамма-излучения
Yu. V. Bogatyrev, S. B. Lastovskii, S. V. Shwedov, and E. G. Lozitski, Calculation-
experimental definition of CMOS integrated microcircuits' radiation hardness
by influence of gamma radiation 95
Белкин М. Е. Сверхширокополосное устройство долговременной задержки
радиосигналов: анализ оптимального решения
M. E. Belkin, Ultra-wideband long-term RF-signal delay devices:
optimal decisions analysis 103

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

- Ермолов П. П.** Об эпонимах в терминологии инфокоммуникаций и радиотехнологий
P. P. Yermolov, About eponyms in infocommunications and radio technologies terminology 121

Параметры двойных систем в блазарах 0235+164, 0528+134 и S40954+658¹

¹ Вольвач Л. Н., ¹ Вольвач А. Е., ² Ларионов М. Г.

¹ Отдел радиоастрономии и геодинамики,
Крымская астрофизическая обсерватория
Ялта, 298688, Российская Федерация

² Астрокосмический центр Физического института им. П. Н. Лебедева РАН
Москва, 117810, Российская Федерация
volvach@bk.ru

Статья поступила 9 июля 2016 г.

Аннотация: Проанализированы длительные ряды многочастотного мониторинга активных ядер галактики (АЯГ) АО 0235+164, S0528+134 и S40954+658 от радио- до гамма-диапазона. По результатам гармонического анализа многочастотного мониторинга предложена интерпретация гармонических составляющих прецессионного и орбитального периодов в двойной системе из СМЧД (сверхмассивных черных дыр). Близость значений прецессионных и орбитальных периодов в ярких представителях АЯГ может служить подтверждением предположений о том, что во всех случаях мы имеем излучение от тесных двойных систем из СМЧД. Именно крайняя компактность орбит (менее 0.1 пк) может являться первопричиной возникновения мощного излучения в системе двойных СМЧД за счет динамических потерь из-за сверхзвукового движения компаньона в плотной среде, окружающей орбиту (10^9 — 10^{10}) см⁻³. Полученные данные указывают на то, что наблюдаемые яркие представители активных ядер галактик являются немногочисленной популяцией среди массивных эллиптических галактик ввиду узкой направленности излучения в таких объектах и короткого времени жизни таких систем.

Ключевые слова: блазар, активные ядра галактик, черная дыра.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Вольвач Л. Н., Вольвач А. Е., Ларионов М. Г. Параметры двойных систем в блазарах 0235+164, 0528+134 и S40954+658 // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2018. Т. 1, № 1. С. 7—16.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Вольвач, Л. Н. Параметры двойных систем в блазарах 0235+164, 0528+134 и S40954+658 / Л. Н. Вольвач, А. Е. Вольвач, М. Г. Ларионов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2018. — Т. 1, № 1. — С. 7—16.

¹ Статья является расширенной версией доклада, представленного на 24-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2014 (Севастополь, РФ, 7—13 сентября 2014 г.).

Parameters of binary systems in 0235+164, 0528+134 and 0954+658 blazars

L. N. Volvach¹, A. E. Volvach¹, and M. G. Larionov²

¹ Radio Astronomy and Geodynamics Department, Crimean Astrophysical Observatory
Yalta, 298688, Russian Federation

² Astro Space Center, P. N. Lebedev Physical Institute, RAS
Moscow, 117810, Russian Federation
volvach@bk.ru

Received on July 9, 2016

Abstract: Long series of multi-frequency monitoring data of the active galactic nucleus AO 0235+164, S0528+134 and S40954+658 from the radio to the gamma-ray are analyzed. Based on harmonic analysis of multi-frequency monitoring data we suggest that the observed harmonic components represent the precessional and orbital periods of a binary supermassive black holes (SMBH) system. The similarity of both the precessional and orbital periods in bright AGNs supports our hypothesis that, in all cases, we are observing emission from close binary systems consisting of SMBHs. The extremely compact size of the (less than 0.1 pc) may be a primary source of the powerful emission of the binary SMBH, which arises as a result of the dynamical losses due to the companion's supersonic motion in the dense medium surrounding the orbit (10^9 – 10^{10}) cm⁻³. The results obtained suggest that observed bright AGNs form a relatively rare population among massive elliptical galaxies, due to their narrowly directed emission and their short lifetimes.

Keywords: blazars, active galactic nucleus, black holes.

For citation (IEEE): L. N. Volvach, A. E. Volvach, and M. G. Larionov, "Parameters of binary systems in 0235+164, 0528+134 and 0954+658 blazars," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 1, no. 1, pp. 7–16, 2018. (In Russ.).
doi: 10.15826/icrt.2018.01.1.01

1. Введение

Блазары являются одними из ярчайших активных ядер галактик (АЯГ), которые усиленно исследуются в широком диапазоне длин волн от радио- до гамма-диапазона. Статистические данные указывают на то, что мы наблюдаем яркие представители АЯГ в небольшом количестве по отношению к общему числу массивных эллиптических галактик из-за узкой

направленности излучения в таких объектах (как правило менее 5°) и короткого времени жизни тесных двойных систем из СМЧД (порядка 10^4 лет).

2. Определение модельных параметров двойных систем из СМЧД

Длительный мониторинг внегалактических источников АО 0235+164, S0528+134 и S40954+658 на пяти частотах радиодиапазона от 4.8 ГГц до 37 ГГц получен с помощью 22-метрового радиотелескопа в Симеизе, Радиообсерватории Университета Метсахови Аалто и Радиообсерватории Мичиганского университета (рис. 1, 2, 3) [1], [2], [3].

Предполагая кеплеровские законы движения ДСЧД, с использованием законов Кеплера получим соотношение между размерами орбиты, периодом обращения и суммой масс компаньона и центральной СЧД [4]:

$$m + M = (4\pi^2 r^3)/(GT_{\text{орб}}^2), \quad (1)$$

где m — масса компаньона, M — масса центральной черной дыры, r — радиус орбиты компаньона, G — гравитационная постоянная. Также можно определить угловую скорость прецессии центрального тела $\Omega_{\text{пр}}$ из соотношения:

$$\Omega_{\text{пр}} = (3Gm\cos\theta)/(4r^3\omega), \quad (2)$$

где θ — половинный угол конуса прецессии, ω — угловая скорость вращения центрального тела.

Если учесть, что $\Omega_{\text{пр}} = 2\pi/T_{\text{пр}}$ и $\omega = 2\pi/T_{\text{вр}}$, то соотношение (10) можно преобразовать к виду

$$T_{\text{вр}}T_{\text{пр}} = (16\pi^2 r^3)/(3Gm\cos\theta) \quad (3)$$

Далее делим выражение (1) на (3) и, учитывая, что угол раствора конуса прецессии центрального тела 2θ в тесных двойных системах, как правило, не превышает (10—20) градусов ($\cos\theta \cong 1$), получим

$$(m + M)/m \approx 0.75 T_{\text{вр}}T_{\text{пр}}/T_{\text{орб}}^2 \quad (4)$$

В тесных двойных системах СЧД из-за сильных приливных воздействий друг на друга период орбитального движения компаньона может совпасть с периодом вращения более массивного центрального объекта, тогда:

$$(m + M)/m \approx 0.75 T_{\text{пр}}/T_{\text{орб}} \quad (5)$$

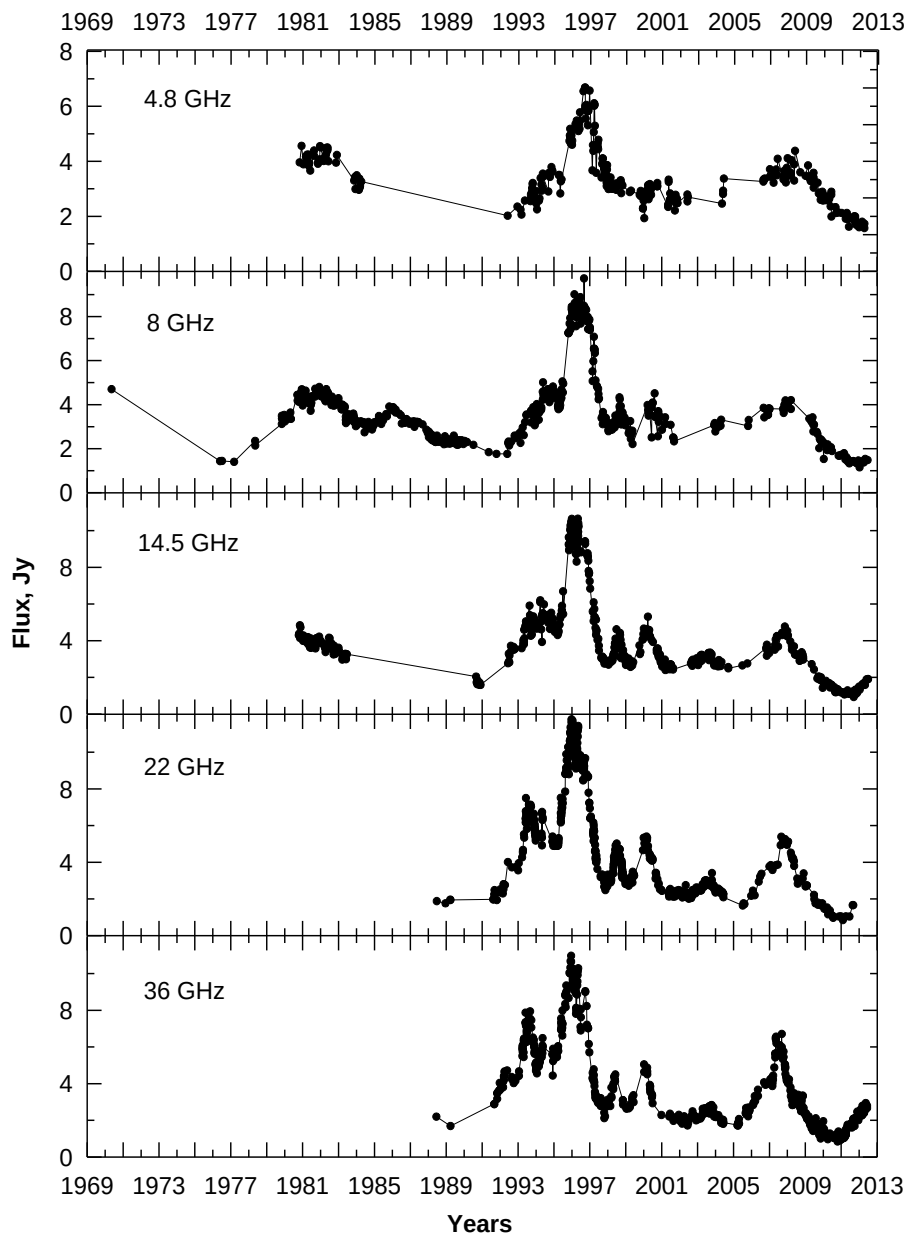


Рис. 1. Многочастотный мониторинг S0528+134.

Fig. 1. Multi-frequency monitoring of S0528+134

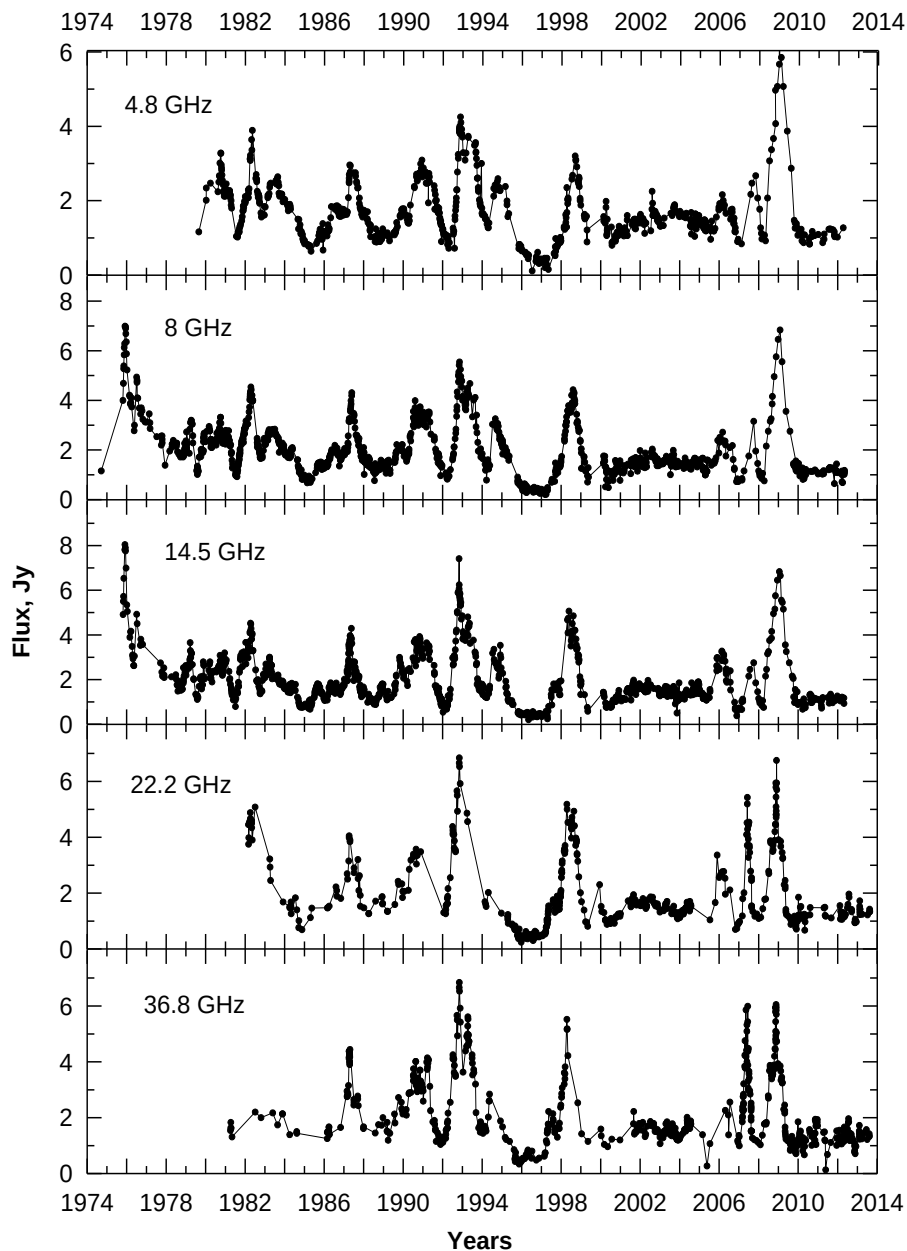


Рис. 2. Многочастотный мониторинг АО 0235+164.

Fig. 2. Multi-frequency monitoring of AO 0235+164

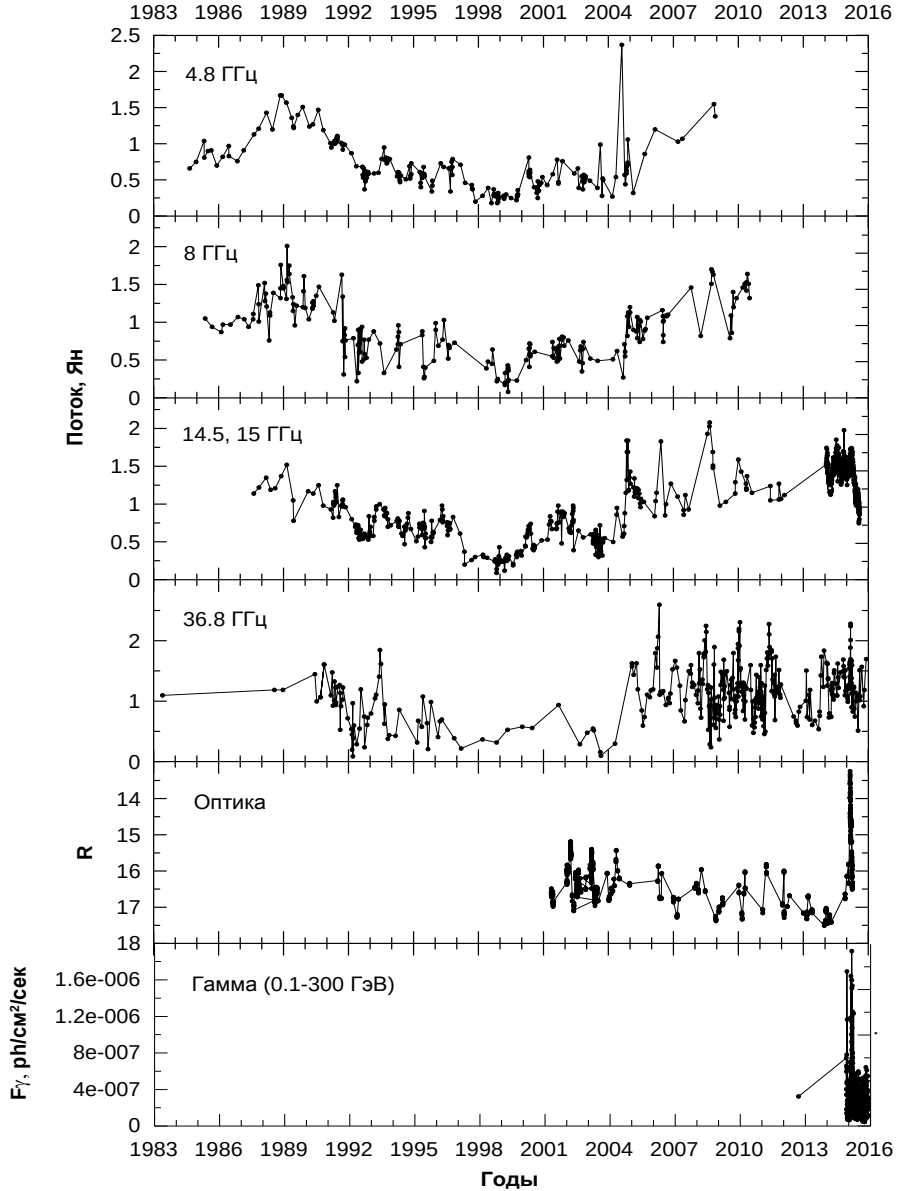


Рис. 3. Мониторинг S40954+658 на радиочастотах 4.8, 8, 14.5, 15 и 36.8 ГГц, в оптическом и гамма-диапазонах длин волн.

Fig. 3. Monitoring of S40954+658 in radio frequency of 4.8, 8, 14.5, 15 and 36.8 GHz, optical R and gamma wavelengths

Таким образом, функция масс источников в двойной системе из СЧД зависит только от значений орбитального и прецессионного периодов. После умножения правых и левых частей выражений (1) и (3) соответственно друг на друга и учитывая соотношение (5), получим выражение для массы компаньона и центральной СЧД:

$$m \approx 10^9 \cdot r^3 / (T_{\text{орб}} T_{\text{пр}}), \quad (6)$$

$$M \approx \{(10^9 \cdot r^3) / (T_{\text{орб}} T_{\text{пр}})\} \cdot \{(0.75 T_{\text{пр}} / T_{\text{орб}}) - 1\} \quad (7)$$

Наблюдается сильная зависимость масс компаньона и центральной СЧД от размеров орбиты компаньона. С увеличением орбиты в кубической степени растет и масса центрального тела. Это приводит к тому, что для ДСЧД будет наблюдаться очень узкий диапазон размеров орбит.

В нашем случае R — радиус орбиты компаньона центральной СМЧД в см, m — его масса в гр., M — масса центральной СМЧД, $T_{\text{орб}} = 1.94$ года (орбитальный период компаньона), $T_{\text{пр}} = 8.5$ лет (прецессионный период АО 0235+164).

3. Заключение

Блазар АО 0235+164. Для нахождения периодических составляющих в системе отсчета, связанной с центром масс АО 0235+164, используем значение красного смещения $z = 0.94$ и $\gamma = 20$. Тогда из соотношения $T_1 = T_{\text{вид}} \gamma^2 / (1 + z)$ получим $T_{\text{орб1}} \cong 400$ лет и $T_{\text{пр1}} \cong 1750$ лет, для масс компаньона и центрального тела — $m \cong 1.6 \cdot 10^{-12} R^3$, $M \cong 3.7 \cdot 10^{-12} R^3$.

Если радиус орбиты компаньона превышает значение $2 \cdot 10^{18}$ см, то масса центральной СЧД становится чрезмерно большой ($M > 10^{10} M_{\odot}$). При $R < 3 \cdot 10^{16}$ см время жизни объекта становится меньше 10^3 лет за счет потерь на гравитационное излучение [5]. При радиусе орбиты компаньона $R = 2 \cdot 10^{18}$ см он перемещается с $v \cong 10^4$ км/сек. С такой скоростью движется материя при взрывах сверхновых звезд I типа, и температура окружающей среды превышает миллиард градусов Кельвина. В случае если радиус орбиты компаньона $R = 2 \cdot 10^{18}$ см, то массы центрального тела и компаньона равны соответственно $M \cong 1.5 \cdot 10^{10} M_{\odot}$ и $m \cong 7 \cdot 10^9 M_{\odot}$. Следует отметить, что центральная СЧД всего в ~ 2 раза массивнее компаньона. При таком соотношении скорость движения центральной СЧД вокруг общего центра тяжести может достигать многих тысяч км/сек и роль аккреции, как источника первичного энерговыделения, резко падает [6].

Таким образом, значение орбиты блазара АО 0235+164 находится в пределах $10^{17} < R < 2 \cdot 10^{18}$ см. Минимальные значения орбиты ограничи-

ваются малым временем жизни двойной системы из СЧД из-за возрастающих потерь за счет гравитационного излучения, а максимальные величины орбиты связаны с непомерно большой массой центрального тела.

Излучение такой двойной системы может поддерживаться, в первую очередь, потерями орбитального момента компаньона центральной СЧД при движении в плотной аккрецирующей среде.

Блазар S0528+134. В системе отсчета, связанной с центром масс S0528+134 ($T = T_{\text{вид}} \gamma^2 / (1 + z)$), получим $T_{\text{орб}} \cong 32$ лет и $T_{\text{пр}} \cong 238$ лет, используя значение красного смещения и консервативную оценку $\gamma = 10$ из работ [7], [8]. Подставляя в выражения (4) и (5), полученные для S0528+134 значения $T_{\text{орб}}$ и $T_{\text{пр}}$, получим значения масс компаньона и центральной СМЧД:

$$m \cong 2.5 \cdot 10^{-11} R^3, \quad (8)$$

$$M \cong 1.3 \cdot 10^{-10} R^3 \quad (9)$$

При значениях орбиты $R > 10^{18}$ см масса центрального тела становится непомерно большой ($M > 2 \cdot 10^{10} M_{\odot}$), а при $R < 3 \cdot 10^{16}$ см время жизни объекта становится меньше 10^3 лет и определяется потерями на гравитационное излучение [5]. При радиусе орбиты центрального тела $R \cong 10^{18}$ см компаньон центральной сверхмассивной черной дыры перемещается по орбите со скоростью $v \cong 50$ км/сек. Это в несколько раз превышает скорость движения материи при взрывах сверхновых звезд.

Таким образом, значение орбиты блазара S0528+134 может находиться в пределах $3 \cdot 10^{16} < R < 10^{18}$ см. Это указывает на то, что, как и в случае других ярчайших представителей АЯГ, S0528+134 является тесной двойной системой из сверхмассивных черных дыр. Излучение этой двойной системы может инициироваться динамическими потерями сверхмассивного компаньона, перемещающегося со сверхзвуковой скоростью в плотной среде, окружающей СМЧД.

Блазар S40954+658. Следуя выводам, изложенным в работе [4], можно найти параметры двойной системы S40954+658. Так, используя выражения (1—8) указанной работы, получим для масс компаньона центральной СМЧД (m) и самой центральной СМЧД (M):

$$m \cong 10^9 R^3 / (T_{\text{орб}} T_{\text{пр}}), \quad (10)$$

$$M \cong [10^9 R^3 / (T_{\text{орб}} T_{\text{пр}})] [(3T_{\text{пр}} / 4T_{\text{орб}}) - 1], \quad (11)$$

где R — радиус орбиты компаньона центральной СМЧД, $T_{\text{орб}}$ — орбитальный период, $T_{\text{пр}}$ — прецессионный период.

Для проведения дальнейших вычислений необходимо найти $T_{\text{орб}}$ и $T_{\text{пр}}$ в системе отсчета, связанной с центром масс S40954+658:

$$T = T_{\text{вид}} \gamma^2 / (1 + z), \quad (12)$$

где T — период в системе отсчета, связанной с источником, $T_{\text{вид}}$ — период в системе отсчета, связанной с наблюдателем.

Получим значения $T_{\text{орб}} \cong 870$ и $T_{\text{пр}} \cong 8700$ лет, используя $z = 0.368$ и оценку гамма-фактора $\gamma = 25$. Подставляя в 2 и 3 найденные для S40954+658 значения $T_{\text{орб}}$ и $T_{\text{пр}}$, получим значения масс компаньона и центральной СМЧД:

$$m \cong 1.4 \cdot 10^{-13} R^3, \quad (13)$$

$$M \cong 0.9 \cdot 10^{-12} R^3. \quad (14)$$

При значениях орбиты $R > 5 \cdot 10^{18}$ см масса центрального тела становится непомерно большой ($M > 10^{10} M_{\odot}$), а при $R < 3 \cdot 10^{16}$ см время жизни объекта становится меньше 10^3 лет и определяется потерями на гравитационное излучение [5]. К тому же при малых значениях радиуса орбиты компаньона ($M < 5 \cdot 10^{17}$ см) массы СМЧД становятся небольшими, что уменьшает вероятность высокого энерговыделения из такой двойной системы. Учитывая указанные ограничения, размеры орбиты могут быть заключены в узком интервале значений: $5 \cdot 10^{17}$ см $< R < 5 \cdot 10^{18}$ см. Величина $R = 10^{18}$ см представляется реалистичной. При этом для значений масс центральной СМЧД и компаньона получим величины $M = 0.5 \cdot 10^9 M_{\odot}$, $m = 0.8 \cdot 10^8 M_{\odot}$.

Список литературы

1. Long-term, multi-frequency monitoring of the blazar S0528+134 (Nimfa) / Vol'vach A. E., Kutkin A. M., Larionov M. G., Vol'vach L. N., Lakhteenmaki A., Tornikoski M., Tammi J., Savolainen P., Aller M. F., Aller H. D., Sasada M. // *Astron. Reports*. 2014. Т. 58, № 2. С. 71—77.
2. Physical characteristics of the Blazar AO 0235+164 / Vol'vach A. E., Larionov M. G., Vol'vach L. N., Lähteenmäki A., Tornikoski M., Aller M. F., Aller H. D., Sasada M. // *Astron. Reports*. 2015. Т. 59, № 2. С. 145—155.
3. The Outburst of the Blazar S40954+658 in 2011 March-April / Morozova D. A., Larionov V. M., Troitsky I. S., Jorstad S. G., Marscher A. P., Gómez J. L., Blinov D. A., Efimova N. V., Hagen-Thorn V. A., Hagen-Thorn E. I., Joshi M., Konstantinova T. S., Kopatskaya E. N., Larionova L. V., Larionova E. G., Lähteenmäki A., Tammi J., Rastorgueva-Foi E., McHardy I., Tornikoski M., Agudo I., Casadio C., Molina S. N., Volvach A. E., Volvach L. N. // *Astron. J.* 2014. Т. 148, № 3. С. 42.
4. Sub-parsec structure of binary supermassive black holes in active galactic nuclei / Vol'vach A. E., Vol'vach L. N., Kut'kin A. M., Larionov M. G., Aller M. F., Aller H. D. // *Astron. Reports*. 2010. Т. 54, № 1. С. 28—37.

5. Переменность излучения блазара 3C 454.3 за период 40 лет / Вольвач А. Е., Вольвач Л. Н., Ларионов М. Г., Аллер Х. Д., Аллер Д. А. // *Астрономический журнал*. 2007. Т. 84, № 6. С. 503—513.
6. Shvartsman V. F. The Influence of Stellar Wind on Accretion // *Astron. Zhurnal*. 1970. Т. 47. С. 660—667.
7. Very-long-baseline radio interferometry (VLBI) observations of gamma-ray blazars: results from millimeter-VLBI observations / Krichbaum T. P., Britzen S., Standke K. J., Witzel A., Schalinski C. J., Zensus J. A. // *Proc. Nat. Acad. Sci. USA*. 1995. Т. 92. С. 11377—11380.
8. Böttche M., Collmar W. Spectral variability in PKS 0528+134 at gamma-ray energies // *Astron. Astrophys.* 1998. Т. 329. С. L57—L60.

References

- [1] A. E. Vol'vach, A. M. Kutkin, M. G. Larionov, L. N. Vol'vach, A. Lakhtenmaki, M. Tornikoski, J. Tammi, P. Savolainen, M. F. Aller, H. D. Aller, and M. Sasada, "Long-term, multi-frequency monitoring of the blazar S0528+134 (Nimfa)," *Astron. REPORTS*, vol. 58, no. 2, pp. 71–77, Feb. 2014. doi: 10.1134/S1063772914010065
- [2] A. E. Vol'vach, M. G. Larionov, L. N. Vol'vach, A. Lähtenmäki, M. Tornikoski, M. F. Aller, H. D. Aller, and M. Sasada, "Physical characteristics of the Blazar AO 0235+164," *Astron. Reports*, vol. 59, no. 2, pp. 145–155, 2015.
- [3] D. A. Morozova, V. M. Larionov, I. S. Troitsky, S. G. Jorstad, A. P. Marscher, J. L. Gómez, D. A. Blinov, N. V. Efimova, V. A. Hagen-Thorn, E. I. Hagen-Thorn, M. Joshi, T. S. Konstantinova, E. N. Kopatskaya, L. V. Larionova, E. G. Larionova, A. Lähtenmäki, J. Tammi, E. Rastorgueva-Foi, I. McHardy, M. Tornikoski, I. Agudo, C. Casadio, S. N. Molina, A. E. Volvach, and L. N. Volvach, "The Outburst of the Blazar S4 0954+658 in 2011 March–April," *Astron. J.*, vol. 148, no. 3, p. 42, 2014.
- [4] A. E. Vol'vach, L. N. Vol'vach, A. M. Kut'kin, M. G. Larionov, M. F. Aller, and H. D. Aller, "Sub-parsec structure of binary supermassive black holes in active galactic nuclei," *Astron. Reports*, vol. 54, no. 1, pp. 28–37, 2010. doi: 10.1134/S106377291001004X
- [5] A. E. Volvach, L. N. Volvach, and M. G. Larionov, "The Variability of a Blazar 3C 454.3 over a 40-Year Period," *Astron. Reports*, vol. 51, no. 6, pp. 450–459, 2007. doi: 10.1134/S1063772907060030
- [6] V. F. Shvartsman, "The Influence of Stellar Wind on Accretion," *Astron. Zhurnal*, vol. 47, pp. 660–667, 1970.
- [7] T. P. Krichbaum, S. Britzen, K. J. Standke, A. Witzel, C. J. Schalinski, and J. A. Zensus, "Very-long-baseline radio interferometry (VLBI) observations of gamma-ray blazars: results from millimeter-VLBI observations," *Proc. Natl. Acad. Sci. USA*, vol. 92, pp. 11377–11380, 1995.
- [8] M. Böttche and W. Collmar, "Spectral variability in PKS 0528+134 at gamma-ray energies," *Astron. Astrophys.*, vol. 329, pp. L57–L60, 1998.

Isolation of two-dimensional E-fields in the excitation equations for hollow waveguides

A. A. Kuraev¹, A. A. Koronovskii², S. A. Kurkin^{1,2}, A. O. Rak¹,
I. S. Rempen¹, A. A. Badarin^{1,2}, and A. E. Hramov^{1,2}

¹ *Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics,
6, P. Browki Str., Minsk, 220013, Belarus*

² *Saratov State University,
83, Astrakhanskaya Str., Saratov, 410012, Russian Federation*

³ *Saratov State Technical University,
77, Politehnicheskaya Str., Saratov, 410056, Russian Federation
hramovae@gmail.com*

Received on July 9, 2016

Abstract: *The traditional excitation equations of the Vainshtein waveguide excitation theory based on presenting the field excited by extraneous sources as a sum of TE and TM eigenwaves of the hollow waveguide, which transversal components form the complete basis in the class of the transversal vectors of a waveguide section. However, in the excitation sources area (longitudinal sonde, electron beam) the waveguide is not hollow and the potential transverse electric field appears in this area. The transversal electric field completes the basis of TE and TM waves. This is not taken into account in the traditional excitation equations. In this paper, the necessary correction of the excitation equations in the sources area is obtained.*

Keywords: *Vainshtein waveguide excitation theory, excitation equation, electron beam.*

For citation (IEEE): A. A. Kuraev, A. A. Koronovskii, S. A. Kurkin, A. O. Rak, I. S. Rempen, A. A. Badarin, and A. E. Hramov, “Isolation of two-dimensional E-fields in the excitation equations for hollow waveguides,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 1, no. 1, pp. 17–28, 2018. doi: 10.15826/icrt.2018.01.1.02.

Выделение двумерного электрического поля в уравнениях возбуждения для полых волноводов¹

¹ Кураев А. А., ² Короновский А. А., ^{1,2} Куркин С. А., ¹ Рак А. О.,

¹ Ремпен И. С., ^{1,2} Бадарин А. А., ^{1,2} Храмов А. Е.

¹ Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь

² Саратовский государственный университет
ул. Астраханская, 83, Саратов, 410012, Российская Федерация

³ Саратовский государственный технический университет
ул. Политехническая, 77, Саратов, 410056, Российская Федерация
hramovae@gmail.com

Статья поступила 9 июля 2016 г.

Аннотация: Хорошо известно, что уравнения возбуждения волноводов Л. А. Вайнштейна основываются на возбуждении сторонними источниками тока электромагнитного поля в виде суммы ТЕ и ТМ собственных волн полого волновода, при этом поперечные компоненты образуют полный базис в классе поперечных векторов секции волновода. Тем не менее, в области источников возбуждения (продольный зонд, электронный пучок) волновод не является полым и в этой области возникает потенциальное поперечное электрическое поле. Поперечное электрическое поле дополняет структуру основных ТЕ и ТМ волн. Это не учитывается в традиционных уравнениях возбуждения. В настоящей работе произведена необходимая корректировка уравнений возбуждения в области источников.

Ключевые слова: теория волноводов Вайнштейна, уравнения возбуждения, электронный пучок.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Выделение двумерного электрического поля в уравнениях возбуждения для полых волноводов / Кураев А. А., Короновский А. А., Куркин С. А., Рак А. О., Ремпен И. С., Бадарин А. А., Храмов А. Е. // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2018. Т. 1, № 1. С. 17—28.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Выделение двумерного электрического поля в уравнениях возбуждения для полых волноводов / А. А. Кураев, А. А. Короновский, С. А. Куркин, А. О. Рак, И. С. Ремпен, А. А. Бадарин, А. Е. Храмов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2018. — Т. 1, № 1. — С. 17—28.

¹ Статья является расширенной версией доклада, представленного на 24-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо-2014 (Севастополь, РФ, 7—13 сентября 2014 г.).

1. Introduction

The development and application of effective semi-analytical or numerical methods for the analysis and investigation of waveguides, resonators and other microwave components in the presence of some sources is an important and actual problem of the modern microwave theory [1–5]. One of such methods is the waveguide excitation theory. The excitation equations of the Vainshtein waveguide excitation theory for regular waveguides [6–8] are widely used in microwave electronics [7–12]. There are a number of problems in this theory. One of them is a representation of static electric and magnetic fields induced by electron beam in a waveguide in the form of solutions to equations of the Vainshtein excitation theory. Other problem solved in this work is the need of several corrections of the waveguide excitation equations in the sources areas. Let us note that the equations of the waveguide excitation theory are based on the representation of the excited field as a sum of TE (E) and TM (H) waves of a hollow waveguide. Their transversal components form a full system in the class of the transversal vectors of a hollow waveguide section. Nevertheless, in the area of a source (a longitudinal sonde, an electron beam) the waveguide contains not a simply connected area of the cross-section but a doubly or multiply connected area, which supposes the existence of the transversal potential electric field. Thus, the basis of TE and TM waves is not complete, and it is necessary to take into account the TEM-wave, since its propagation constant $\Gamma_T =$

$k = \omega/c$ is not equal to Γ_V^E or Γ_V^H of TM or TE waves ($\Gamma_V^{E,H} = \sqrt{k^2 - (k_{\perp V}^{E,H})^2}$) and it is orthogonal to all TE and TM fields of a hollow waveguide [6–8]. In other words, it cannot be represented using the TM and TE basis of a hollow waveguide and requires a separate calculation. The separated quasi-static field ($\omega = 0$) determines the main part of the source electric field – 2D transversal field ($\Gamma_T = \omega/c = 0$). The last is especially important for the theory of microwave O- and M-type devices [13], gyroresonance devices [14, 15], semiconductor superlattices in a resonator [16] and so on.

In the present paper, we make the important transformation of the excitation equations for hollow waveguides, in which the transversal electric field of the sources is taken into account.

2. Regular waveguide

Let us set the task of the stimulation of regular waveguide by an off-site electric source as following. Firstly, it is necessary to solve Maxwell's equations:

$$\left. \begin{aligned} \text{rot } \vec{H} &= \varepsilon_a \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \vec{\delta}_{es}, \\ \text{rot } \vec{E} &= -\mu_a \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}, \\ \text{div} (\varepsilon_a \vec{E}) &= \rho_{es}, \\ \text{div} (\mu_a) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

with the following boundary condition on the waveguide walls:

$$[\vec{n}\vec{E}]\big|_S = 0. \quad (2)$$

Here $\vec{E}$ and $\vec{H}$ are the electric and magnetic components of the waveguide field; ε_a and μ_a are the dielectric and magnetic permittivities of the waveguide filling; $\vec{\delta}_{es}$ and ρ_{es} are the vector of current density and the space charge density of the off-site electric sources; $\vec{n}$ is the waveguide wall normal. Condition (2) fits the perfectly conducting walls; it is not hard to make generalization for the occurrence of losses [8].

To find the solution of Eqs. (1) and (2), let us represent the sought field $\vec{E}$ as two components:

$$\vec{E} = \vec{E}' + \vec{E}'', \quad (3)$$

while $\text{rot } \vec{E}'' = 0$. Dividing the field $\vec{E}$ into $\vec{E}'$ and $\vec{E}''$ in equation (3) means that $\text{div } \vec{E}' \neq 0$ and $\text{rot } \vec{E}' \neq 0$. At the same time, the two-dimensional field $\vec{E}''$ conform to TEM field.

Thereafter the system (1) is divided into two ones:

$$\left. \begin{aligned} \text{rot } \vec{H} &= \varepsilon_a \frac{\partial \vec{E}'}{\partial t} + \vec{\delta}_{es}, \\ \text{rot } \vec{E}' &= -\mu_a \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$$\text{div } \vec{E}'' = \rho_{es}/\varepsilon_a - \text{div } \vec{E}'$$

or

$$\begin{aligned} \nabla^2 \Phi &= -\rho' / \varepsilon_a, \\ \vec{E}'' &= -\text{grad } \Phi, \end{aligned} \quad (5)$$

where $\vec{\delta}_{es}' = \vec{\delta}_{es} + \varepsilon_a \frac{\partial \vec{E}''}{\partial t} = \vec{\delta}_{es} - \varepsilon_a \frac{\partial}{\partial t} (\text{grad } \Phi)$, $\rho' = \rho - \varepsilon_a \text{div } \vec{E}'$, ε_a and μ_a are constants.

Let us suppose that the waveguide excitation is a stationary process, i.e. the field sources change periodically in time. Then the sought fields $\vec{E}$, $\vec{H}$ can be represented as Fourier series:

$$\vec{E} = \text{Re} \sum_{n=1}^{\infty} \vec{E}^n e^{jn\omega t}, \quad \vec{H} = \text{Re} \sum_{n=1}^{\infty} \vec{H}^n e^{jn\omega t}. \quad (6)$$

Solutions for $\vec{E}^n$ and $\vec{H}^n$ can be written, using the results obtained in Ref. [8], replacing $\vec{\delta}_{es}$ by $\vec{\delta}'_{es}$:

$$\left. \begin{aligned} \vec{E}^n &= \dot{C}_S^n \dot{\vec{E}}_S^n + \dot{C}_{-S}^n \dot{\vec{E}}_{-S}^n - \frac{(\vec{\delta}'_z)^n}{jn\omega\epsilon_a}, \\ \vec{H}^n &= \dot{C}_S^n \dot{\vec{H}}_S^n + \dot{C}_{-S}^n \dot{\vec{H}}_{-S}^n \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Here $\dot{\vec{E}}_{\pm S}^n$ and $\dot{\vec{H}}_{\pm S}^n$ are the fields of unidirectional (+S) and counter-propagating (− S) inherent waves of the waveguide (without sources) on the frequency $n\omega$, $(\vec{\delta}'_z)^n$ is the harmonic of z-component of current density $\vec{\delta}'_z$ on the frequency $n\omega$, $n > 0$ is the harmonic number.

The coefficients $\dot{C}_{\pm S}^n$ can be found from the following differential equations:

$$\frac{d\dot{C}_{\pm S}^n}{dz} = \frac{1}{\pi N_S^n} \int_0^{2\pi} \int_{\perp} \vec{\delta}' \dot{\vec{E}}_{\mp S}^n dS_{\perp} e^{-jn\omega t} d\omega t, \quad (8)$$

where

$$N_S^n = \int_{S_{\perp}} \left([\dot{\vec{E}}_{\mp S}^n, \dot{\vec{H}}_{-S}^n] - [\dot{\vec{E}}_{-S}^n, \dot{\vec{H}}_{\mp S}^n] \right) dS_{\perp} \quad (9)$$

is the norm of the wave with S number on the frequency $n\omega$,

$$(\vec{\delta}'_z)^n = (\vec{\delta}_z)^n - jn\omega\epsilon_a \frac{\partial \Phi^n}{\partial z}. \quad (10)$$

Now let us discuss the solution of Eq. (5) representing (6):

$$\dot{\Phi} = \text{Re} \sum \Phi^n e^{jn\omega t}. \quad (11)$$

Hence, using Eqs. (7) and (8) we obtain the following for Φ^n :

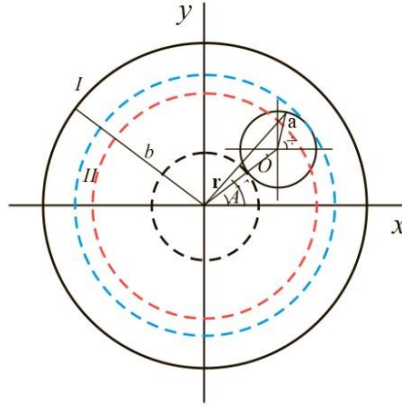


Fig. 1. Isophase tube forming in an electron beam for TE₀₁ electromagnetic wave in the gyroresonance device.

Рис. 1. Формирование гиорезонансной изофазной трубки в электронном пучке для электромагнитной волны TE₀₁

$$\nabla^2 \Phi^n = -(\rho')^n / \varepsilon_a = -\rho^n / \varepsilon_a + \operatorname{div} \vec{E}^n =$$

$$-\rho^n / \varepsilon_a + \sum_s \left(\frac{d\dot{C}_s^n}{dz} \dot{E}_{zs}^n + \frac{d\dot{C}_{-s}^n}{dz} \dot{E}_{z-s}^n \right) - \frac{\partial \delta_z^n}{\partial z} / jn\omega \varepsilon_a + \frac{\partial^2 \Phi}{\partial z^2},$$

or

$$\nabla^2 \Phi^n = -\rho^n / \varepsilon_a + \sum_s \left(\frac{d\dot{C}_s^n}{dz} \dot{E}_{zs}^n + \frac{d\dot{C}_{-s}^n}{dz} \dot{E}_{z-s}^n \right) - \frac{1}{jn\omega \varepsilon_a} \frac{\partial \delta_z^n}{\partial z}. \quad (12)$$

It is obvious from Eq. (12) that $(\vec{E}'')^n = -\operatorname{grad} \Phi^n$, i.e. it is the electric field component that is missed in the excitation equations [6–8].

We notice that according to the theory stated in the monograph [17, Chapter 6] the components of natural fields of the regular waveguide $\vec{E}_s^n, \vec{E}_{-s}^n, \vec{H}_s^n$ and $\vec{H}_{-s}^n$ have the following form:

$$\vec{E}_s^n = \vec{E}_{st}^n(r_{\perp}^{\rightarrow}) e^{-jh_s^n z}, \quad \vec{H}_s^n = \vec{H}_{s0}^n(r_{\perp}^{\rightarrow}) e^{-jh_s^n z}, \quad (13)$$

$$\vec{E}_{-s}^n = \vec{E}_{-s0}^n(r_{\perp}^{\rightarrow}) e^{-jh_s^n z}, \quad \vec{H}_{-s}^n = \vec{H}_{-s0}^n(r_{\perp}^{\rightarrow}) e^{-jh_s^n z}, \quad (14)$$

where $h_s^n = \sqrt{\left(\frac{n\omega}{c}\right)^2 - \chi_s^2}$ is the propagation constant of S-type waves on the frequency $n\omega$, $r_{\perp}^{\rightarrow}$ means the coordinates transversal to z , c is the velocity of light in free space, χ_s is the eigenvalue for the S-type wave mode.

For TM-type waves we have the following ratio:

$$\begin{aligned}\vec{E}_{-S0t}^n(r_{\perp}^{\rightarrow}) &= -\vec{E}_{-S0t}^n(r_{\perp}^{\rightarrow}), \\ \vec{E}_{-S0z}^n(r_{\perp}^{\rightarrow}) &= -\vec{E}_{-S0z}^n(r_{\perp}^{\rightarrow}), \\ \vec{H}_{-S0t}^n(r_{\perp}^{\rightarrow}) &= \vec{H}_{-S0t}^n(r_{\perp}^{\rightarrow}),\end{aligned}\quad (15)$$

and for TE-type waves:

$$\begin{aligned}\vec{H}_{-S0t}^n(r_{\perp}^{\rightarrow}) &= -\vec{H}_{-S0t}^n(r_{\perp}^{\rightarrow}), \\ \vec{H}_{-S0z}^n(r_{\perp}^{\rightarrow}) &= \vec{H}_{-S0z}^n(r_{\perp}^{\rightarrow}), \\ \vec{E}_{-S0t}^n(r_{\perp}^{\rightarrow}) &= -\vec{E}_{-S0t}^n(r_{\perp}^{\rightarrow}).\end{aligned}\quad (16)$$

Here the index “t” means the transversal component of the vector.

Taking into account Eqs. (8), (15) and (16), we can ascertain the following equations:

$$\frac{d\dot{C}_S^n}{dz} \dot{E}_{zS}^n + \frac{d\dot{C}_{-S}^n}{dz} \dot{E}_{-zS}^n = \frac{1}{N_S^n} \frac{2}{\pi} \int_0^{2\pi} \int_{S_{\perp}} \vec{\delta}' \vec{E}_{S0t}^n dS_{\perp} e^{-jn\omega t} d\omega t \cdot E_{S0z}(\vec{r}_{\perp}),$$

and

$$\text{div} (\dot{C}_S^n \vec{H}_S^n + \dot{C}_{-S}^n \vec{H}_{-S}^n) = \frac{d\dot{C}_S^n}{dz} H_{zS}^n + \frac{d\dot{C}_{-S}^n}{dz} H_{-zS}^n = 0.$$

3. Examples of problems with isolation of two-dimensional E-fields

Let us discuss partial cases that illustrate the application of the general theory expounded in Section 1. Such type of microwave electronics problems needs extraction of 2D quasi-static space charge fields.

3.1. Gyroresonance devices

The authors of the works [18] have used equations like Eq. (12) and obtained the solutions for a radial quasi-static space charge field for axially symmetric gyroresonance devices on TE_{0i} working types of waves:

$$E_r = -\frac{\tau}{8\pi^2 \varepsilon_0 r} \int_0^{2\pi} [1 + \text{sign}(r - r'(\alpha_0))] d\alpha_0. \quad (17)$$

Here $\tau = I_0/v_0$ is the linear density of beam charge, ε_0 is the vacuum permittivity, r is the radius of the observation point, r' is the radius of an isophase electron tube, α_0 is the relative phase of rotation of electrons belonging to this tube. The scheme of forming of an isophase tube for TE₀₁ wave is shown in Fig. 1.

The obtained solution (17) in the works mentioned above allowed defining the main factors of the influence of space charge upon the process of interaction in the gyroresonance devices: acceleration and amplification of electrons phase bunching and the increase of modulation dispersion of electron velocities.

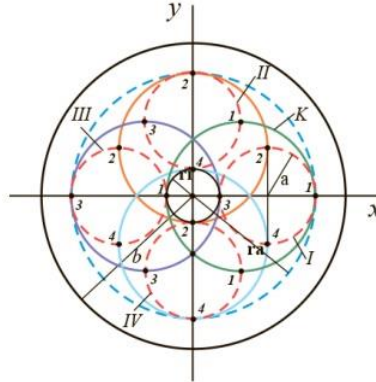


Fig. 2. Four isophase tubes forming TE₁₁ electromagnetic wave in the gyroresonance device. The corresponding isophase tubes are marked with the 'I–IV' symbols.

Рис. 2. Четыре изофазных трубки, образующие в гироприборе электромагнитные волны TE₁₁. Соответствующие изофазы трубки обозначены символами «I–IV»

In the Refs. [18] the solution for gyroresonance devices with nonsymmetrical TE_{ni} working types of waves was obtained similarly. In particular, for TE₁₁-type waves the isophase tube field has the following form:

$$\dot{E}_t = E_x + jE_y = \frac{\tau}{2\pi\epsilon_0} \left(\frac{1}{2r} [1 + \text{sign}(r - r')] * \left(e^{j\varphi} + \frac{a}{r} e^{2j\varphi} \right) + \frac{3}{2} \frac{a}{b^2} \right). \quad (18)$$

Here a is the radius of Larmor orbit of electrons on this isophase tube; r , φ are the coordinates of the observation point, r is the isophase tube radius.

The scheme of forming of four isophase tubes for the working TE₁₁ waveguide mode is shown in Fig. 2. Using Eqs. (17) and (18) helped making the comparison of efficiency of the optimized gyro-TWT on TE₀₁ and TE₁₁ modes in the Ref. [18].

3.2. Relativistic Cherenkov generators

The radial component of a quasi-static field of the beam plays the significant role in relativistic Cherenkov generators with tubular electron beams and influences upon the movement of the electrons relatively to the working surface

of a corrugated waveguide. This field is considered in [19] as an additional component to E_r in the following form:

$$E_r^0 = -\frac{\sigma_{0i}}{2r_i b} \left(\frac{1}{\beta_{z0}} - \beta_{z0} \right). \quad (19)$$

Here $\sigma_{0i} = e|I_{0i}|/\pi\varepsilon_0 m_0 c^3$, I_{0i} , is the current of i^{th} layer of the beam, r_i is the beam radius, b is the radius of corrugation, $\beta_{z0} = v_{z0}/c$, v_{z0} is the mean longitudinal velocity of electrons, c is the light velocity in vacuum, e , m are the electron charge and mass.

4. Conclusions

In this paper, the transformation of traditional equations of excitation of a hollow waveguide by an extraneous electric field is made, taking into account the potential electric field in the source area which appears because of the change of a waveguide structure.

Acknowledgement

The studies connected with the application of the corrected excitation equation for the investigation of gyroresonance devices and relativistic Cherenkov generators have been supported by the Ministry of Education and Science of the Russian Federation (project 3.59.2014/K), the Russian Foundation for Basic Research (grant 15-52-04018) and President's program (Project MK-5426.2015.2).

References

- [1] S. Ahmed and Li Er Ping, "Application of singular value decomposition on FDTD simulation result - a novel approach for modal analysis of complex electromagnetic problems," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 14, no. 11, pp. 519–521, Nov. 2004. doi: 10.1109/LMWC.2004.837066
- [2] V. A. Solntsev, "Beam-wave interaction in the passbands and stopbands of periodic slow-wave systems," *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 43, no. 7, pp. 2114–2122, 2015. doi: 10.1109/TPS.2015.2440479
- [3] C. H. Cheng, C. H. Tsai, and T. L. Wu, "A novel time domain method to extract equivalent circuit model of patterned ground structures," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 20, no. 9, pp. 486–488, 2010.
- [4] J. Aguilera, M. J. Freire, R. Marques, and F. Medina, "Quasi-TEM model of magnetostatic-surface wave excitation in microstrip lines," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 14, no. 11, pp. 516–518, 2004. doi: 10.1109/LMWC.2004.837067
- [5] F. Mesa, C. Di Nallo, and D. R. Jackson, "The theory of surface-wave and space-wave leaky-mode excitation on microstrip lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 2, pp. 207–215, 1999.
- [6] L. A. Vainshtein and V. A. Solntsev, *Lektsii po sverkhvysokochastotnoi elektronike* [Lectures on high-frequency electronics]. Moscow: Sov. radio, 1973. (In Russ.).

- [7] L. A. Vainshtein, *Elektromagnitnye volny* [Electromagnetic waves]. Moscow: Radio i svyaz, 1988. (In Russ.).
- [8] A. A. Kurayev, *Sverkhvysokochastotnye pribory s periodicheskimi elektronnyimi potokami* [UHF devices with periodical electron beams]. Minsk: Nauka i tekhnika, 1971. (In Russ.).
- [9] A. A. Kurayev, T. L. Popkova, and A. O. Rak, "Excitation equations for the arbitrarily-irregular coaxial waveguide," in *2011 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC)*, 2011, pp. 353–354.
- [10] A. A. Barybin, "Modal expansions and orthogonal complements in the theory of complex media waveguide excitation by external sources for isotropic, anisotropic, and bianisotropic media," *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 19, pp. 241–300, 1998.
- [11] B. Z. Katsenelenbaum, M. Mercader del Río, L. Pereyaslavets, M. Sorolla Ayza, and M. Thumm, *Theory of Nonuniform Waveguides: The Cross-Section Method*. London: Inst. of Electrical Engineers, 1998.
- [12] A. A. Barybin, "Excitation theory for space-dispersive active media waveguides," *J. Phys. D. Appl. Phys.*, vol. 32, no. 16, pp. 2014–2028, 1999.
- [13] P. Bernardi, F. Andre, J.-F. David, A. Le Clair, and F. Doveil, "Control of the reflections at the terminations of a slowwave structure in the nonstationary discrete theory of excitation of a periodic waveguide," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 58, no. 11, pp. 4093–4097, 2011. doi: 10.1109/TED.2011.2163410
- [14] V. L. Bratman, A. A. Bogdashov, G. G. Denisov, M. Y. Glyavin, Y. K. Kalynov, A. G. Luchinin, V. N. Manuilov, V. E. Zapevalov, N. A. Zavolsky, and V. G. Zorin, "Gyrotron development for high power THz technologies in IAP RAS," *J. Infrared, Millimeter, Terahertz Waves*, vol. 33, no. 7, pp. 715–723, 2012. doi: 10.1007/s10762-012-9898-6
- [15] C. Wu, K. A. Avramidis, M. Thumm, and J. Jelonnek, "An improved broadband boundary condition for the RF field in gyrotron interaction modeling," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 63, no. 8, pp. 2459–2467, 2015. doi: 10.1109/TMTT.2015.2433270
- [16] A. E. Hramov, V. V. Makarov, A. A. Koronovskii, S. A. Kurkin, M. B. Gaifullin, N. V. Alexeeva, K. N. Alekseev, M. T. Greenaway, T. M. Fromhold, A. Patanè, F. V. Kusmartsev, V. A. Maksimenko, O. I. Moskalenko, and A. G. Balanov, "Subterahertz chaos generation by coupling a superlattice to a linear resonator," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 112, p. 116603, 2014. doi:10.1103/PhysRevLett.112.116603
- [17] A. A. Kurayev, T. L. Popkova, and A. K. Sinitsin, *Elektrodinamika i rasprostraneniye radiovoln* [Electrodynamics and wave propagation]. Minsk: Bestprint, 2004. (In Russ.).
- [18] S. V. Kolosov, A. A. Kurayev, and A. I. Shakirin, "Perspectives for increasing the power of mm-wave gyrotrons," *J. Commun. Technol. Electron.*, vol. 34, no. 3, pp. 562–570, 1989.
- [19] V. F. Kravchenko, A. A. Kurayev, V. I. Pustovoi, and A. K. Sinitsyn, "Nonlinear theory of relativistic Cherenkov generators based on irregular waveguides with allowance for finite wall conductance," *Dokl. Phys.*, vol. 52, no. 2, pp. 96–100, 2007. doi: 10.1134/S1028335807020061

Источники финансирования и выражение признательности

Исследования, связанные с применением скорректированного уравнения возбуждения для исследования гирорезонансных устройств и черенковских релятивистских генераторов, были поддержаны Министерством образования и науки Российской Федерации (проект 3.59.2014/К), Российским фондом фундаментальных исследований (грант 15-52-04018) и программой Президента (проект МК-5426.2015.2).

Список литературы

1. Ahmed S., Ping L. E. Application of singular value decomposition on FDTD simulation result – a novel approach for modal analysis of complex electromagnetic problems // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2004. Т. 14, № 11. С. 519—521.
2. Solntsev V. A. Beam-wave interaction in the passbands and stopbands of periodic slow-wave systems // IEEE Transactions on Plasma Science. 2015. Т. 43, № 7. С. 2114—2122.
3. Cheng C. H., Tsai C. H., Wu T. L. A novel time domain method to extract equivalent circuit model of patterned ground structures // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2010. Т. 20, № 9. С. 486—488.
4. Aguilera J., Freire M. J., Marques R., Medina F. Quasi-TEM model of magnetostatic-surface wave excitation in microstrip lines // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2004. Т. 14, № 11. С. 516—518.
5. Mesa F., Di Nallo C., Jackson D. R. The theory of surface-wave and space-wave leaky-mode excitation on microstrip lines. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1999. Т. 47, № 2. С. 207—215.
6. Вайнштейн Л. А., Солнцев В. А. Лекции по сверхвысокочастотной электронике. М. : Сов. радио, 1973. 400 с.
7. Вайнштейн Л. А. Электромагнитные волны. М. : Радио и связь, 1988. 440 с.
8. Кураев А. А. Сверхвысокочастотные приборы с периодическими электронными потоками. Минск : Наука и техника, 1971. 312 с.
9. Kurayev A. A., Popkova T. L., Rak A. O. Excitation equations for the arbitrarily-irregular coaxial waveguide // 2011 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC). 2011. С. 353—354.
10. Barybin A. A. Modal expansions and orthogonal complements in the theory of complex media waveguide excitation by external sources for isotropic, anisotropic, and bianisotropic media // Progress in Electromagnetics Research. 1998. Т. 19. С. 241—300.
11. Katsenelenbaum B. Z., Mercader del Río L., Pereyaslavets M., Sorolla Ayza M., Thumm M. Theory of Nonuniform Waveguides: The Cross-Section Method. London : Inst. of Electrical Engineers, 1998.
12. Barybin A. A. Excitation theory for space-dispersive active media waveguides // Journal of Physics D: Applied Physics. 1999. Т. 32, № 16.
13. Bernardi P., Andre F., David J.-F., Le Clair A., Doveil F. Control of the reflections at the terminations of a slowwave structure in the nonstationary discrete theory of excitation of a periodic waveguide // IEEE Transactions on Electron Devices. 2011. Т. 58, № 11. С. 4093—4097.
14. Bratman V. L., Bogdashov A. A., Denisov G. G., Glyavin M. Yu., Kalynov Yu. K., Luchinin A. G., Manuilov V. N., Zapevalov V. E., Zavolsky N. A., Zorin V. G. Gyrotron development for high power THz technologies in IAP RAS // Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves. 2012. Т. 33, № 7. С. 715—723.
15. Wu C., Avramidis K. A., Thumm M., Jelonnek J. An improved broadband boundary condition for the RF field in gyrotron interaction modeling // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2015. Т. 63, № 8. С. 2459—2467.
16. Hramov A. E., Makarov V. V., Koronovskii A. A., Kurkin S. A., Gaifullin M. B., Alexeeva N. V., Alekseev K. N., Greenaway M. T., Fromhold T. M., Patanè A., Kusmartsev F. V., Maksimenko V. A., Moskalenko O. I., Balanov A. G. Subterahertz chaos generation by coupling a superlattice to a linear resonator // Physical Review Letters. 2014. Т. 112. С. 116603.
17. Кураев А. А., Попкова Т. Л., Сеницын А. К. Электродинамика и распространение радиоволн. Минск : Бестпринт, 2004. 357 с.

18. Kolosov S. V., Kurayev A. A., Shakirin A. I. Perspectives for increasing the power of mm-wave gyrotrons // *Journal of Communications Technology and Electronics*. 1989. Т. 34, № 3. С. 562—570.
19. Kravchenko V. F., Kurayev A. A., Pustovoi V. I., Sinitsyn A. K. Nonlinear theory of relativistic Cherenkov generators based on irregular waveguides with allowance for finite wall conductance // *Doklady Physics*. 2007. Т. 52, № 2. С. 96—100.

Signal and noise parameters of autodynes with the soft impedance characteristic of the active element (review)

V. Ya. Noskov¹, K. A. Ignatkov¹, D. Ya. Mishin¹,
S. M. Smolskiy^{1,2}, and A. P. Chupahin¹

¹ *Institute of Radioelectronics and Information Technologies,
Ural Federal University n. a. first President of Russia B. N. Yeltsin
32, Mira Str., Yekaterinburg, 610002, Russian Federation*

² *Moscow Power Engineering Institute (National Research University)
14, Krasnokazarmennaya Str., Moscow, 111250, Russian Federation
noskov@oko-ek.ru*

Received on July 26, 2016

Abstract: *The general expressions for an analysis of signal and fluctuation parameters and characteristics of an autodyne oscillator are obtained, which is under an influence of the proper reflected emission from a radar object. The oscillator model represented by a parallel connection of an oscillating system and an active element with the soft impedance characteristics, also takes into consideration the internal noises of the active element. The analysis results are presented for dependences of autodyne mentioned parameters and characteristics versus the oscillator operation mode and a value of the “softness” index of its impedance characteristics of the active element. Investigation results are necessary for engineering calculation of parameters and characteristics of the autodyne on the Gunn diode and other active elements base.*

Keywords: *autodyne, autodyne response, noisy parameters, signal parameters, oscillator operation modes.*

For citation (IEEE): V. Ya. Noskov, K. A. Ignatkov, D. Ya. Mishin, S. M. Smolskiy, and A. P. Chupahin, “Signal and noise parameters of autodynes with the soft impedance characteristic of the active element (review),” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 1, no. 1, pp. 29–47, 2018. doi: 10.15826/icrt.2018.01.1.03

Сигнальные и шумовые параметры автодинов с мягкой импедансной характеристикой активного элемента (обзор)¹

¹ Носков В. Я., ¹ Игнатков К. А., ¹ Мишин Д. Я.,
^{1,2} Смольский С. М., ¹ Чупахин А. П.

*Институт радиоэлектроники и информационных технологий — РТФ,
Уральский федеральный университет
им. первого Президента России Б. Н. Ельцина
ул. Мира, 32, г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация*

² *Московский энергетический институт (национальный исследовательский ун-т)
ул. Красноказарменная, 14, Москва, 111250, Российская Федерация
noskov@oko-ek.ru*

Статья поступила 26 июля 2016 г.

Аннотация: Получены общие соотношения для анализа сигнальных и флуктуационных параметров и характеристик автодинного генератора, находящегося под воздействием собственного отражённого излучения от объекта локации. Модель генератора, представленная параллельным соединением проводимостей колебательной системы и активного элемента с мягкой импедансной характеристикой, учитывает также внутренние шумы активного элемента. Представлены результаты анализа зависимости указанных параметров и характеристик автодинов от режима работы генератора и от величины показателя «мягкости» импедансной характеристики активного элемента. Результаты исследований востребованы для инженерного расчёта параметров и характеристик автодинного генератора на основе диода Ганна и других активных элементов.

Ключевые слова: автодин, автодинный отклик, шумовые параметры, сигнальные параметры, режимы работы генератора.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Сигнальные и шумовые параметры автодинов с мягкой импедансной характеристикой активного элемента (обзор) / Носков В. Я., Игнатков К. А., Мишин Д. Я., Смольский С. М., Чупахин А. П. // Информационные и радиоэлектронные технологии. 2018. Т. 1, № 1. С. 29—47.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Сигнальные и шумовые параметры автодинов с мягкой импедансной характеристикой активного элемента (обзор) / В. Я. Носков, К. А. Игнатков, Д. Я. Мишин, С. М. Смольский, А. П. Чупахин // Информационные и радиоэлектронные технологии. — 2018. — Т. 1, № 1. — С. 29—47.

¹ Статья является обзорной версией ряда докладов автодинной тематики, представленных на 25-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2014 (Севастополь, 6—12 сент. 2015 г.).

1. Introduction

Autodynes² are the simplest multi-functional transceiver devices made on the base of oscillators, which simultaneously perform function of an transmitter of the probe emission and a receiver of signals reflected from the radar object or from an outside information source. As a result of nonlinear transform of microwave signals, so-called “autodyne” effect occurs in the autodyne, which leads to an autodyne response (the autodyne useful signal). Extraction of the autodyne response in the form of low-frequency useful signal on the external microwave influence and its processing enables a possibility to find out the needed information about the reflecting object or about a transmitted message. With the help of autodyne devices, one can solve a wide circle of problems in the radar technology, communications, and measuring techniques in various applications [1–7].

A great number of publications in the form of reviews, scientific and engineering papers and books (see reference list in [7]) is devoted to researches of signal formation peculiarities, studying of autodyne noise parameters and characteristics. Nevertheless, in known publications, the influence on various parameters and characteristics of the autodyne oscillation mode and on a type of the impedance characteristic of its active element (AE) were not considered at all. Here, under impedance characteristics we understand a dependence of the averaged AE conductivity over oscillation period versus the oscillation amplitude and other factors. Results of these researches are necessary for a correct choice of the coupling coefficient between the oscillator and a load, a type of AE characteristic and a position of the operation point on the volt-ampere curve of AE for which the best conditions may be ensured to reach the required parameters and characteristics of the oscillator as an *autodyne*.

The goal of this paper is to perform a research for dependence of output power, transfer, signal and noise parameters, as well as the processing speed upon the chosen steady-state oscillation mode for the microwave and millimeter-wave autodyne oscillator. Results of such an analysis were discussed in our previous publications [8–11].

2. Parameters of stationary mode

Main parameters, which characterize the steady-state operation mode of microwave and millimeter-wave oscillators, in the vicinity of which the autodyne effect is demonstrated, are the output power P_{ex} , an amplitude A and a fre-

² In the world English-language literature, together with the widespread term “autodyne”, one may often use the terms “oscillator-detector”, “self-oscillating mixer” (SOM), “self-mixing oscillator”, “self-detecting oscillator” etc.

quency ω of high-frequency oscillations. To obtain these parameters, we consider the simplest single-circuit oscillator model in the form of parallel connection of resonator (cavity) conductivity Y_c and the resistive load G_L , and the “electronic” AE conductivity Y_e averaged over the oscillation period.

The expression for total conductivity Y_c of the high-Q cavity in the vicinity of its natural frequency ω_c is given by: $Y_c = G_c[1 + j2Q_c(\omega - \omega_c)/\omega_c]$, where G_c and Q_c are the active conductivity of cavity losses and its own Q-factor, accordingly. At that, we assume that approximation of the electronic conductivity averaged over the period $Y_e(A, \omega) = G_e + jB_e$, which depends on oscillation amplitude and frequency, has the following form [8, 12]:

$$Y_e(A, \omega) = -G_{e0}[1 - (A/A_{\max})^n + \nu_g(\omega - \omega_0)/\omega_0] - jB_{e0}[1 - \nu_b(A - A_0)/A_0], \quad (1)$$

where G_{e0} is the resistive AE conductivity when oscillations are absent; $A_{\max}$ is oscillation amplitude on AE, at which the G_e conductivity becomes equal to zero; n is the “softness” index of the AE impedance characteristic; A_0 , ω_0 are steady-state amplitude A and frequency ω of the autonomous oscillator; B_{e0} is the AE reactive conductivity for $A = A_0$; ν_g , ν_b are coefficients defining a sensitivity of appropriate AE conductivities with respect to variations of amplitude A and frequency ω at small offset from the fundamental frequency.

Then, from the conductivity balance condition with account of (1) and the load G_L , we obtain two real steady-state mode equations, from which we determine two unknown quantities for this problem: the frequency ω_0 and the relative amplitude $u_{r,a} = A_0/A_{\max}$ of steady-state autonomous oscillator values:

$$\omega_0 = \omega_c[1 + (\text{tg}\Theta_0/2Q_L)], \quad u_{r,a} = (1 - g_c - g_L)^{1/n}, \quad (2)$$

where $\Theta_0 = \arctg[B_{e0}/G_e(A_0, \omega_0)]$ is the phase angle of AE signal delay; Q_L is the loaded Q-factor of the oscillating system:

$$Q_L = Q_c g_c / (g_c + g_L) = Q_c g_c / (1 - u_{r,a}^n); \quad (3)$$

$$g_c = G_c / G_{e0}; \quad g_L = G_L / G_{e0}.$$

Calculation results according to (1) are presented in Fig. 1 in the form of plots of normalized curves' modulus of $g_e(u_{r,a}) = G_e / G_{e0}$ (a) and $u_{r,a}(g_L)$ (b), obtained provided the condition $\omega = \omega_0$ for different values of n exponent³. As we see from the plots in Fig. 1, when the n exponent increase, these characteristics in a more extent come away from the “soft” characteristic (for which the

³ Here and further, if we do not specially mention otherwise, the plots are drawn for the following values of n exponent: $n = 0.5$ (curves 1); $n = 1$ (curves 2); $n = 2$ (curves 3); $n = 4$ (curves 4).

AE conductivity averaged over the period monotonically drops in modulo) and arrives to the “rigid” impedance characteristic (when AE averaged conductivity at first increases at amplitude growth, and then reduces).

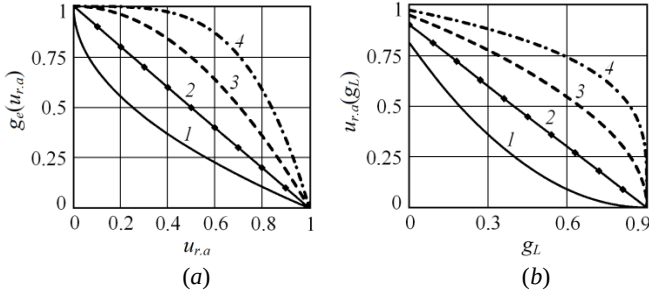


Fig. 1. Plots of functions $g_e(u_{r,a})$ (a) and $u_{r,a}(g_L)$ (b).

Рис. 1. Графики зависимостей $g_e(u_{r,a})$ (a) и $u_{r,a}(g_L)$ (b)

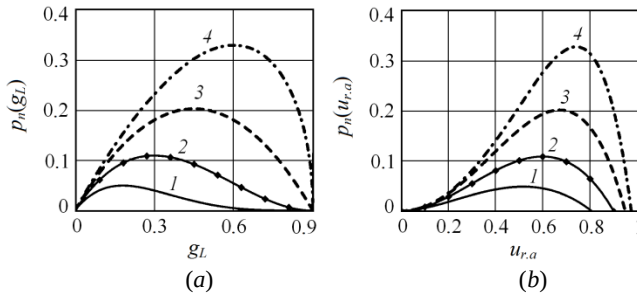


Fig. 2. Plots of functions $p_n(g_L)$ (a) and $p_n(u_{r,a})$ (b).

Рис. 2. Графики зависимостей $p_n(g_L)$ (a) и $p_n(u_{r,a})$ (b)

Taking into consideration the expression (1), the equation for delivered power P_{ex} , acting on the load conductivity G_L , has a form: $P_{ex} = A_0^2 G_L / 2 = P_m p_n$. Here $P_m = A_{\max}^2 G_{e0} / 2$ is formally realizable AE maximal power; $p_n = P_{ex} / P_m$ is the normalized characteristic of the oscillator output power versus the normalized conductivities of the cavity g_c and load g_L losses:

$$p_n = g_L (1 - g_c - g_L)^{2/n} = (1 - g_c - u_{r,a}^n) u_{r,a}^2. \quad (4)$$

Functions' families of the normalized output power p_n versus the normalized load conductivity g_L and the relative amplitude $u_{r,a}$ calculated in accordance with (4) for $g_c = 0.9$ and various values of n , are shown in the plots in Fig. 2.

From curves in Fig. 2 we see that at the optimal coupling oscillator-load, when $g_L = g_{L(opt)}$, the power delivered to the load has the maximal value. If

$g_L > g_{L(\text{opt})}$, the power transferred to the load is more than the power dissipated in the cavity. This case refers usually as the “over-coupling” mode [13]. In the “under-coupling” mode $g_L < g_{L(\text{opt})}$ and the load power becomes less than the cavity power. The under-coupling region is on the right from the power maximum in plots of Fig. 2, where the relative AE amplitude $u_{r,a}$ is more than the amplitude, at which the power load maximum is observed: $u_{r,a} > u_{\max}$, and in over-coupling region – on the left, when $u_{r,a} < u_{\max}$.

The analysis on output power extremum of (4) with account of (2) allows formula obtaining for calculation of maximal power $P_{\max} = P_m \cdot p_{\max}$ in the load, as well as the optimal value of load conductivity $G_{L(\text{opt})} = G_{e0} g_{L(\text{opt})}$ and the relative oscillation amplitude $u_{\max}$ on AE:

$$g_{L(\text{opt})} = n(1 - g_c) / (n + 2), \quad (5)$$

$$u_{\max} = A_{0(\text{opt})} / A_{\max} = 2(1 - g_c)^{1/n} / (n + 2), \quad (6)$$

where $p_{\max}$ is the normalized characteristic of maximal output power:

$$p_{\max} = \frac{n(1 - g_p)}{(n + 2)} \left[1 - g_c - \frac{n(1 - g_c)}{(n + 2)} \right]^{2/n}. \quad (7)$$

3. Equations for autodyne parameters and characteristics

The autodyne effect in various oscillators consists in variations of oscillation parameters, which are described by linearized equations in the vicinity of the steady-state mode for relative variations of oscillation amplitude $a(\tau)$ and frequency $\chi(\tau)$ [14]:

$$a(\tau) = \Gamma K_a \cos[\delta(\tau) - \psi], \quad (8)$$

$$\chi(\tau) = -\Gamma L_a \sin[\delta(\tau) + \theta], \quad (9)$$

where Γ is the reflection coefficient reduced to the oscillator output; τ is delay time of reflected emission; K_a , L_a are coefficients of autodyne amplification and autodyne frequency deviation, relatively:

$$K_a = \eta \sqrt{1 + \rho^2} / \alpha(1 - \gamma\rho), \quad L_a = \eta \sqrt{1 + \gamma^2} / Q_L(1 - \gamma\rho); \quad (10)$$

η is efficiency of the autodyne oscillation system:

$$\eta = g_L / (g_c + g_L) = (1 - g_c - u_{r,a}^n) / (1 - u_{r,a}^n), \quad (11)$$

$\delta(\tau)$ is a phase incursion of reflected microwave emission; $\gamma = \beta/\alpha$ and $\rho = \varepsilon/Q_L$ are coefficients of oscillator non-isochronity and non-isodromity, ac-

cordingly; $\psi = \arctg(\rho)$, $\theta = \arctg(\gamma)$ are phase offset angles of autodyne variations of self-oscillation amplitude and frequency [14]; α , β , ε are differential parameters [9]:

$$\alpha = n(1 - g_c - g_L)/2(g_c + g_L) = nu_{r,a}^n/2(1 - u_{r,a}^n), \quad (12)$$

$$\beta = v_b \operatorname{tg} \Theta_0 / 2(g_c + g_L) = v_b \operatorname{tg} \Theta_0 / 2(1 - u_{r,a}^n), \quad (13)$$

$$\varepsilon = v_g / 2(g_c + g_L) = v_g / 2(1 - u_{r,a}^n). \quad (14)$$

4. Transfer functions of the autodyne response

Main parameters characterizing the process of reception, frequency conversion and passage of oscillator response on the influence of the radar object reflection emission are coefficients of autodyne amplification K_a , frequency deviation L_a and transfer function in power L_p . Dependence of these parameters upon the oscillator operation mode can be considered using above-obtained equations (2), (3), (11—14) for inherent parameters [9, 14].

Calculation results of functions $K_a(g_L)$, $K_a(u_{r,a})$ and $L_a(g_L)$, $L_a(u_{r,a})$ are presented in Fig. 3 in the form of the curves' family obtained for various n exponent values. Initial data for these and further calculations are accepted as follows (in conformity with the 8mm-range Gunn-diode oscillator): $g_c = 0.1$, $v_g = 1$, $v_b = 1$, $G_0 = 10 \text{ mOhm}^{-1}$, $A_{\max} = 4 \text{ V}$, $G_c = 1 \text{ mOhm}^{-1}$, $Q_c = 200$, $\omega_0 = 2\pi \cdot 37.5 \cdot 10^9$.

From plots in Fig. 3 we see that at arriving to an excitation threshold, where the load conductivity is large and oscillations amplitude is small, the limit cycle strength α decreases, and coefficients K_a and L_a , which characterize the amplitude and frequency sensitivity to external impacts, accordingly, essentially grow. At that, autodyne amplification coefficients K_a (depending on oscillator operation mode) may be both less than 1 and exceed it significantly being tens and hundreds times.

The analysis of (10) and curves in Fig. 3 shows that the limit cycle strength α (12) is the main function depending upon an operation mode and affecting to behavior of functions $K_a(g_L)$ и $K_a(u_{r,a})$. The other components, for instance, caused by oscillator non-isochronity γ and non-isodromity ρ , introduce insignificant contribution to these functions. Application of an oscillator mode, at which the softness index has values $n > 1$, ensures the lesser benefit in coefficients K_a and L_a , than at its small values, when $n < 1$. At arriving to the mode with higher values of g_L , when oscillation amplitude is small, coefficients K_a and L_a quickly grow especially for characteristics with $n > 1$.

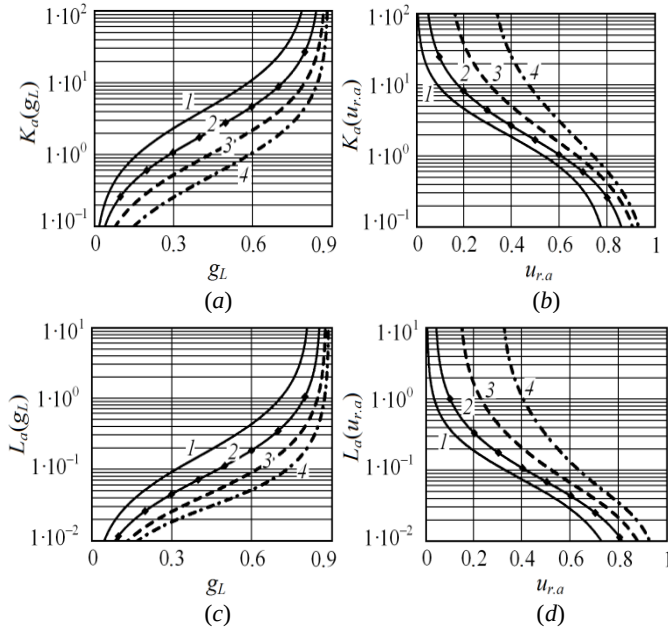


Fig. 3. Plots of functions $K_a(g_L)$ (a), $K_a(u_{r,a})$ (b) and $L_a(g_L)$ (c), $L_a(u_{r,a})$ (d).

Рис. 3. Графики зависимостей $K_a(g_L)$ (a), $K_a(u_{r,a})$ (b) и $L_a(g_L)$ (c), $L_a(u_{r,a})$ (d)

Phase offset angles ψ and θ of autodyne responses on variations of amplitude (8) and frequency (9) are auxiliary autodyne parameters. The analysis of these expressions shows that the ψ angle in the model accepted here does not depend on operation mode. It completely defines by the coefficient v_g . For phase angle θ in Fig. 4 [taking into account (13) and (14)] plots of functions $\theta(g_L)$ (a) and $\theta(u_{r,a})$ (b) are drawn at various n .

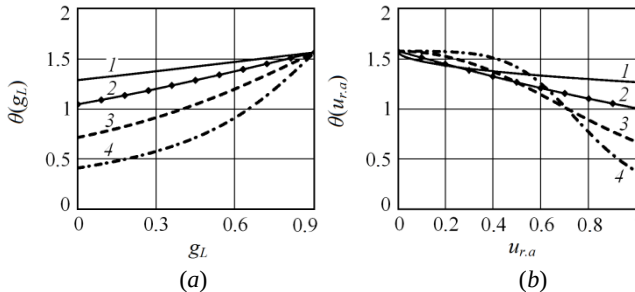


Fig. 4. Plots of functions $\theta(g_L)$ (a) and $\theta(u_{r,a})$ (b).

Рис. 4. Графики зависимостей $\theta(g_L)$ (a) и $\theta(u_{r,a})$ (b)

From plots in Fig. 4 we see that the angle θ of AFC phase offset essentially affecting on the distortion of autodyne signals in non-isochronous oscillators weakly varies at variation of the autodyne operation mode character both for small and for large values of n . This angle is mainly defined by coefficient v_b .

Behavior of the autodyne response transfer function in power K_p has a special interest at variation of an operation mode. This function is included into expression of “power” characteristic of the autodyne (APC) describing variations of output power $\Delta P_{ex}(\tau_n)$ at variation of phase incursion of reflected emission:

$$\Delta P_{ex}(\tau_n) = P_{ex}(\tau_n) - P_{ex0} = 2\Gamma^2 K_p \cos \delta(\tau_n), \quad (15)$$

where $P_{ex}(\tau_n)$, P_{ex0} are a current value of the load power and its value for autonomous mode; $\tau_n = \omega_0 \tau$ is normalized time. Equations for $K_p \equiv K_p(g_L)$ and $K_p \equiv K_p(u_{r,a})$ accordingly, are given by:

$$\begin{aligned} K_p &= g_L (1 - g_c - g_L)^{2/n} [1 - 2g_L / n(1 - g_c - g_L)] =, \\ &= u_{r,a}^2 (1 - g_c - u_{r,a}^n) [1 - 2(1 - g_c - u_{r,a}^n) / nu_{r,a}^n]. \end{aligned} \quad (16)$$

Plots of functions $K_p(g_L)$ and of the autodyne calculated, as usually, according to (16), at various n are presented in Fig. 5.

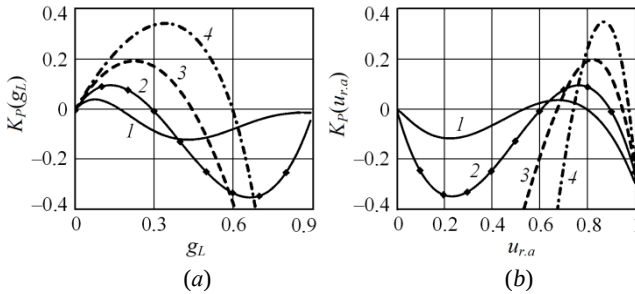


Fig. 5. Plots of functions $K_p(g_L)$ (a) and $K_p(u_{r,a})$ (b).

Рис. 5. Графики зависимостей $K_p(g_L)$ (a) и $K_p(u_{r,a})$ (b)

From comparison of Figs. 2 and 5 we see that the autodyne transfer function K_p in power depends not only upon output power, which is defined also by the softness index of the impedance characteristic, but upon the oscillator-load coupling character. In the case of optimal coupling, when output power is largest, we have $K_p = 0$, and at transfer from the under-coupling mode into over-coupling and vice-versa the sign of K_p changes to the opposite. This statement represents the special interest for an adjustment procedure of the microwave oscillator to the autodyne mode.

APC calculation results $\Delta p_{ex}(\tau_n)$ at $g_c = 0.1$, $n = 4$ and $g_L < g_{L0}$ (see curve 1) and $g_L > g_{L0}$ (see curve 2), where g_{L0} is the conductivity at which the output power is the highest [11] are presented in Fig. 6. The frequency characteristic (AFC) calculated according (9) for the case of optimal coupling (when $g_L = g_{L0}$ is presented in Fig. 6,b).

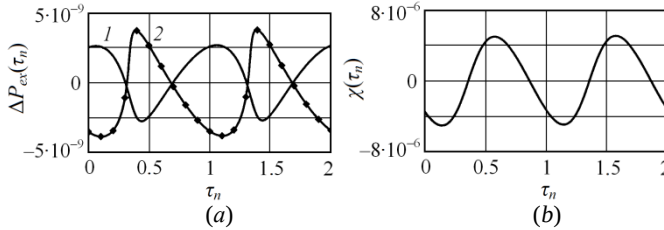


Fig. 6. Plots of APC $\Delta P_{ex}(\tau_n)$ (a) of the oscillator load calculated at $g_L = 0.55$ (curve 1), and $g_L = 0.65$ (curve 2), and AFC $\chi(\tau_n)$ (b), obtained at $g_L = 0.6$.

Рис. 6. Графики МХА $\Delta P_{ex}(\tau_n)$ (a) на нагрузке генератора, рассчитанные при $g_L = 0.55$ (кривая 1) и $g_L = 0.65$ (кривая 2), и ЧХА $\chi(\tau_n)$ (b), полученная при $g_L = 0.6$

The curve 1 in Fig. 6 is obtained for the under-coupling case when the operation point on $K_P(g_L)$ (see curve 4 in Fig. 2,a) has the positive sign of K_P , and the curve 2 is obtained for the over-coupling case, when this sign is negative. Therefore, at transfer from the over-coupling mode into the under-coupling mode, we observe the APC inversion $\Delta p_h(\tau_n)$. In the optimal coupling case $g_L = 0.6$, when the output power is highest, the autodyne response is caused by frequency variations $\chi(\tau_n)$ and amplitude $a(\tau_n)$ only. This behavior character of APC is confirmed by experimental data presented in our review [15].

5. Operating speed parameters of autodyne oscillators

The next important autodyne parameter, which we are going to consider now, is the time constant τ_a of the autodyne response that characterizes the operation speed for response transient on the reflected emission impact, for instance, in autodyne system with emitted pulse modulation [16]: $\tau_a = Q_L / [\omega_0 \alpha_{11} (1 - \gamma \rho)]$. At that, the boundary frequency F_{lim} (in Hz) of the autodyne response by the -3db -level is related to the time constant τ_a by simple relation: $F_{lim} = 1 / 2\pi\tau_a$.

Calculation results for the time constant τ_a (ns) and the boundary frequency F_{lim} (GHz) in the form of functions $\tau_a(g_L)$, $\tau_a(u_{r,a})$ and $F_{lim}(g_L)$, $F_{lim}(u_{r,a})$ are presented in Fig. 7 as the curves family obtained for various n .

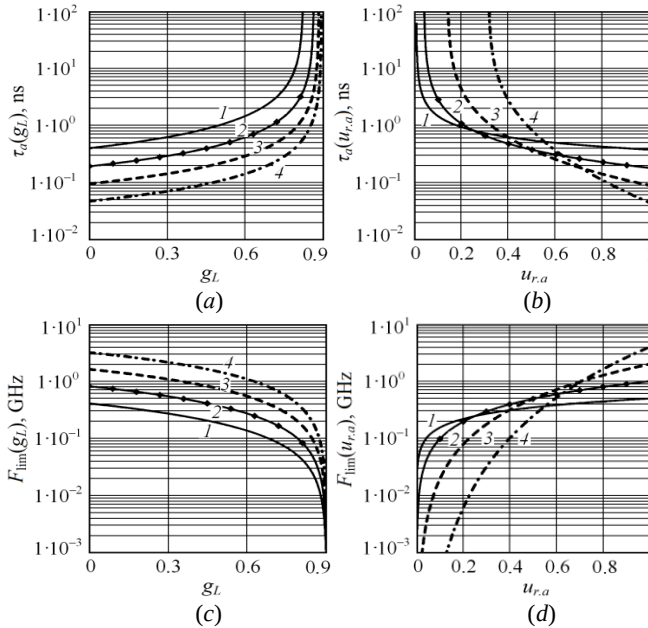


Fig. 7. Plots of functions $\tau_a(g_L)$ (a), $\tau_a(u_{r,a})$ (b) and $F_{\lim}(g_L)$ (c), $F_{\lim}(u_{r,a})$ (d).

Рис. 7. Графики зависимостей $\tau_a(g_L)$ (a), $\tau_a(u_{r,a})$ (b) и $F_{\lim}(g_L)$ (c), $F_{\lim}(u_{r,a})$ (d)

From plots of this figure, we see that at oscillator arrival to the excitation threshold, where the load conductivity is high, and amplitude is small, the time constant τ_a sharply increases, and the boundary bandwidth of quasi-harmonic signals of the autodyne response becomes essentially narrower. As we see from Fig. 7, *a* and *b*, the time constant τ_a of the 8mm-range oscillator may be located in the range from hundredth to units of nanoseconds. At that, the boundary value $F_{\lim}$ of bandwidth for output autodyne signals may be from tens of MHz to about one GHz (see curves in Figs. 7, *c* and *d*). These calculation results are well agreed with experimental data [17].

From plots obtained in Fig. 7 it also follows that utilization of the oscillator mode, at which large quantities of n can be realized for AE impedance characteristic softness, promotes the transient time decrease for autodyne response and, accordingly, for widening of the autodyne bandwidth.

6. Noisy parameters of the autodyne

Effective values of frequency $\Delta f_{n.ef}$ and amplitude $A_{n.ef}$ fluctuations of the oscillator used, which define the minimal level of a signal under detection,

as well as the autodyne energy potential Π , which determines the autodyne system possibilities in operation range, detection reliability for reflecting objects and in measurement accuracy of its parameters are the main autodyne noise parameters [10]. One more important feature related to noise parameters is the width of its dynamic range.

Equations for effective values of autodyne frequency $\Delta f_{n.ef}$ and amplitude $A_{n.ef}$ noises have the following view [18]:

$$\Delta f_{n.ef} = \omega_0 \sqrt{2kT_n M_n \Delta F (1 + \gamma^2) / P_{ex}} / 2\pi Q_L (1 - \gamma\rho), \quad (17)$$

$$A_{n.ef} = u_{r.a} A_{\max} \sqrt{2kT_n M_n \Delta F (1 + \rho^2) / P_{ex}} / \alpha (1 - \gamma\rho), \quad (18)$$

where $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K is the Boltzmann constant; T_n is the equivalent noise temperature of AE; M_n is a measure of AE noise.

Formulas for calculation of an energy potential during signal registration according to frequency variation Π_F and amplitude Π_A variation can be written as [10, 18]:

$$\Pi_F = \frac{Q_L^2 (1 - \gamma\rho)^2 P_{ex}}{2kT_n M_n \Delta F (1 + \gamma^2)}, \quad \Pi_A = \frac{\alpha^2 (1 - \gamma\rho)^2 P_{ex}}{2kT_n M_n \Delta F (1 + \rho^2)}. \quad (19)$$

The ratio of a limited value of the reflection factor $\Gamma_{\lim}$, at which the signal jumps begin, to the level of own frequency noises of the microwave oscillator, gives a value of the required dynamic range D of the autodyne system [19]:

$$D = \Gamma_{\lim} \sqrt{\Pi} = R / R_c, \quad (20)$$

where R is a threshold distance to the reflecting object expressed in emission half-wavelengths, at which levels of reflected emission and own oscillator frequency noises are equal; R_c is the same but current distance to the reflecting object. In the general form, the equation for threshold distance R calculation has the following view:

$$R = (1 / 2\pi\eta) Q_L (1 - \gamma\rho) \sqrt{\Pi / (1 + \gamma^2)}. \quad (21)$$

Calculation results according to (17) and (18), taking into account (3), (12) – (14) and functions $\Delta f_{n.ef}(g_L)$, $\Delta f_{n.ef}(u_{r.a})$ and $A_{n.ef}(g_L)$, $A_{n.ef}(u_{r.a})$ are presented in Fig. 8 in the form of the plot family for various n . The similar functions obtained as a result of calculation according to formulas (19) are shown in Fig. 9. The initial data for calculations are accepted as follows: $T_n = 300$ K; $M_n = 33$ dB; $\Delta F = 1$ kHz.

From plots in Figs. 8 and 9, we can see that curves obtained have the extreme character. At small load conductivity values g_L , where oscillation amplitude $u_{отн}$ is large enough, the oscillator provides the operation mode with minimal level of frequency $\Delta f_{n.ef}$ and amplitude $A_{n.ef}$ noises, at that, when the softness index grows, this minimum becomes lower. At that, potential extreme values coincide with minima of effective noise values.

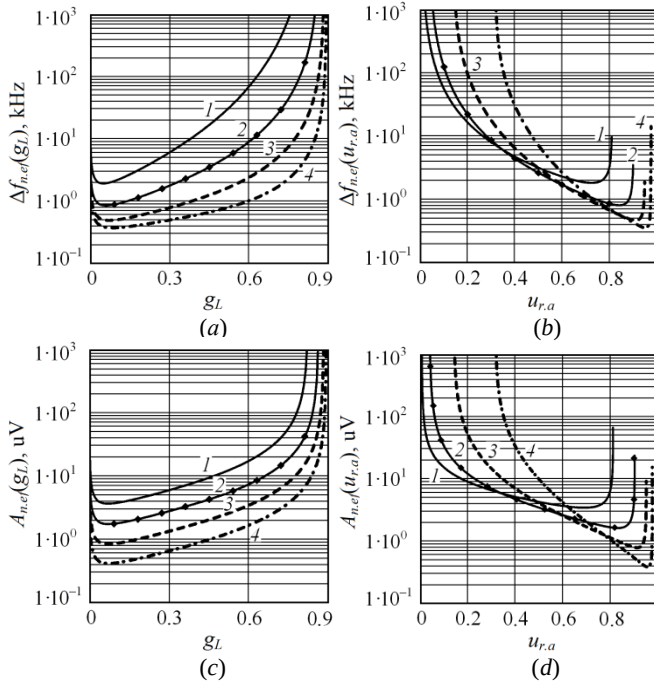


Fig. 8. . Plots of functions $\Delta f_{n.ef}(g_L)$ (a), $\Delta f_{n.ef}(u_{r,a})$ (b) and $A_{n.ef}(g_L)$ (c), $A_{n.ef}(u_{r,a})$ (d).

Рис. 8. Графики зависимостей $\Delta f_{n.ef}(g_L)$ (a), $\Delta f_{n.ef}(u_{r,a})$ (b) и $A_{n.ef}(g_L)$ (c), $A_{n.ef}(u_{r,a})$ (d)

From comparison of relative amplitude $u_{отн}(g_L)$ and output power $p_n(g_L)$, plots presented in Fig. 1,b and Fig. 2, with plots of effective values of frequency $\Delta f_{n.ef}(g_L)$ and amplitude $A_{n.ef}(g_L)$ noise we can see that noise minima and, accordingly, maxima of the limited energy potential $\Pi_F(g_L)$ and $\Pi_A(g_L)$ are ensured at small values of the load conductivity g_L . Additional conclusion from results obtained consists in the fact that with softness index n growth, the potential maximum can be achieved at large values of relative amplitude and, at increase of this index, the energy potential also grows.

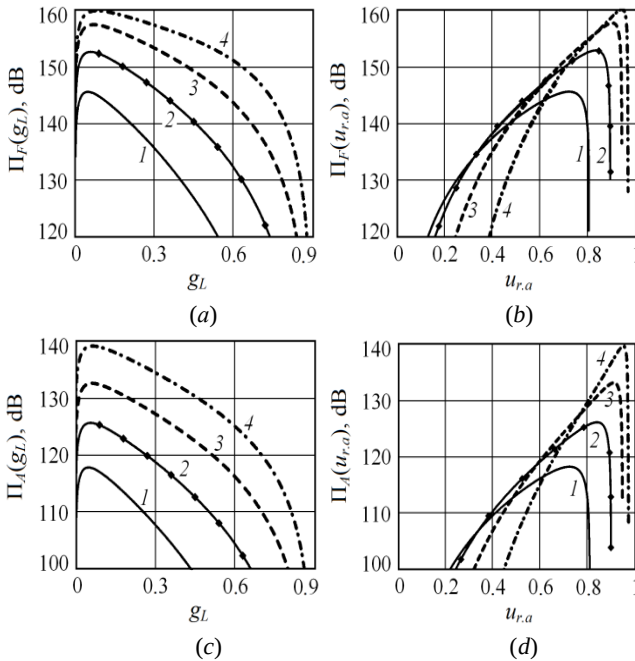


Fig. 9. Plots of functions $\Pi_F(g_L)$ (a), $\Pi_F(u_{r,a})$ (b) and $\Pi_A(g_L)$ (c), $\Pi_A(u_{r,a})$ (d).

Рис. 9. Графики зависимостей $\Pi_F(g_L)$ (a), $\Pi_F(u_{r,a})$ (b) и $\Pi_A(g_L)$ (c), $\Pi_A(u_{r,a})$ (d)

Under mentioned conditions, the oscillation amplitude u_{rel} near its maximal values A_{max} , is ensured, and the output power P_{ex} is several times lesser than the largest power, which occurs at optimal coupling with the load $g_L = g_{L(opt)}$. From investigations performed (see plots in Figs. 8 and 9) it follows one more result, which confirms conclusions from our publication [19], and consists in the fact that, at signal registration according to frequency variation, the higher value (by 20—30 dB) of the autodyne potential than at registration of amplitude variations.

From calculation results, at other values of relative conductivity g_c it follows that application of the high Q-factor Q_c promotes obtaining of low fluctuation level, which makes agree with known conclusions of the oscillator noise theory. In addition, at that, we obtain high values of the autodyne limited energy potential both at signal registration according to frequency variation Π_F and to the oscillation amplitude Π_A .

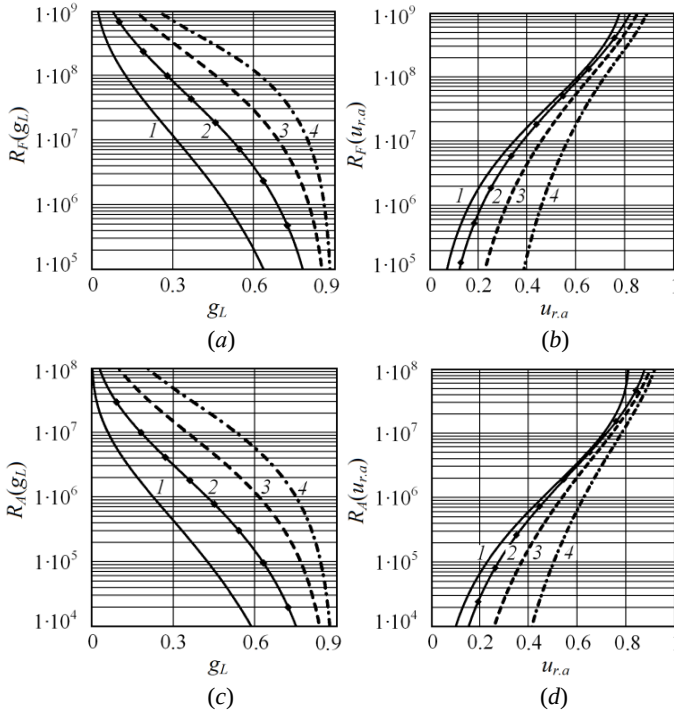


Fig. 10. Plots of functions $R_F(g_L)$ (a), $R_F(u_{r,a})$ (b) and $R_A(g_L)$ (c), $R_A(u_{r,a})$ (d).

Рис. 10. Графики зависимостей $R_F(g_L)$ (a), $R_F(u_{r,a})$ (b) и $R_A(g_L)$ (c), $R_A(u_{r,a})$ (d)

Plots of functions $R(g_L)$ and $R(u_{r,a})$ of the maximal distances to the reflecting object expressed in a number of half-wavelengths are presented⁴ in Fig. 10. Calculations for these plots were performed in accordance with (21) taking into account (3) and (12) – (14), (19). From plots obtained and from curves in Fig. 9, we see that regions of oscillation parameters, where the autodyne potential is maximal, corresponds also to the region, where the system dynamic range is the highest. At that, dynamic range growth in this region relates not only to a noise level minimum, but relates with decrease of autodyne frequency deviation (see Figs. 3,c and d).

Experimental investigations data presented in [15, 20] on an example of autodyne oscillators on Gunn diodes and IMPATT diodes, qualitatively confirm the above-mentioned theoretical results.

⁴ Indices F and A at R on plots in Fig. 10 mean belonging of this function to determination of the dynamic range at registration according to variations of frequency and amplitude, relatively.

7. Conclusions

Dependence of main autodyne parameters is analyzed on the base of the earlier-developed model such as an output power, transfer functions, an energy potential, and a dynamic range as well as noisy parameters and operation speed parameters upon the AE oscillation mode and a type of its impedance characteristic.

Investigations performed show that at choice of a type and AE operation mode for autodyne oscillator ensuring the largest value of the system energy potential, it is necessary to be guided by the following recommendations. To apply an AE type and the operation point position such that ensure the type of AE impedance characteristic, which is as close as possible to the rigid type. At that, it is necessary to set the mode of weak coupling between the oscillator and the load, ensuring the relative high values of AE oscillation amplitude, when the output power several times less than a power, which is delivered by this oscillator to the load at optimal coupling. The oscillating system must guarantee as far as possible high values of the proper Q-factor, and AE – the least value of noise measure. At that, it is necessary to note that the mode of the best energy potential differs from the mode of optimal coupling in power as well as the maximal transfer function of the autodyne response.

It is shown that in the case of autodyne signal registration in power according to an oscillator load variation from the under-coupling mode to the over-coupling mode, the autodyne signal is inverted. In the case of optimal coupling, when the output power is the highest, the autodyne sensitivity on variation of output power is the lowest and the output response is caused not only by frequency and amplitude variations.

Research results obtained in this paper, calculation relations, and plots of various functions versus values on normalized load and relative amplitude seems to us as useful for engineering parameter and characteristic calculations as well as for determination of optimal operation modes for autodyne microwave oscillators made on the base of Gunn diodes and other active elements.

Acknowledgement

The work was supported by Act 211 Government of the Russian Federation, contract No 02.A03.21.0006.

References

- [1] I. V. Komarov and S. M. Smolskiy, *Fundamentals of short-range FM radar*. Norwood, MA: Artech House, 2003. doi: 10.1109/MAES.2004.1346903
- [2] A. V. Varavin, A. S. Vasiliev, G. P. Ermak, and I. V. Popov, "Autodyne Gunn-diode transceiver with internal signal detection for short-range linear FM radar sensor," *Telecomm. Radio Eng.*, vol. 69, no. 5, pp. 451–458, 2010. doi: 10.1615/TelecomRadEng.v69.i5.80

- [3] D. A. Usanov and A. E. Postelga, "Reconstruction of Complicated Movement of Part of the Human Body Using Radio Wave Autodyne Signal," *Biomed. Eng. (NY)*, vol. 45, no. 1, pp. 6–8, 2011. doi: 10.1007/s10527-011-9198-9
- [4] V. P. Lushev, S. D. Votoropin, Y. N. Deriabina, Y. B. Zharinov, and M. G. Potapov, "Microwave autodyne moving sensors for measurement of burning speed of high-energy composite materials," in *Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2005 15th International Crimean Conference*, 2005, pp. 831–833. (In Russ.). doi: 10.1109/CRMICO.2005.1565160
- [5] N. M. Zakarlyuk, V. Y. Noskov, and S. M. Smolskiy, "On-board autodyne velocity sensors for aeroballistics inspections," in *Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2010 20th International Crimean Conference*, 2010, pp. 1065–1068. (In Russ.).
- [6] V. Y. Noskov, "A Double-diode autodyne transceiver," *Instruments Exp. Tech.*, vol. 58, no. 3, pp. 505–509, 2015. doi: 10.1134/S0020441215030240
- [7] V. Y. Noskov, A. V. Varavin, A. S. Vasiliev, G. P. Ermak, N. M. Zakarlyuk, K. A. Ignatkov, and S. M. Smolskiy, "Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter wave ranges and their application. Part 9. Autodyne radar applications," *Usp. Sovrem. radioelektroniki*, no. 3, pp. 32–86, 2016. (In Russ.).
- [8] K. A. Ignatkov and A. P. Chupahin, "Steady-state mode parameters of the autodyne oscillator," in *Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2015 25th International Crimean Conference*, 2015, pp. 975–976. (In Russ.).
- [9] V. Y. Noskov, K. A. Ignatkov, S. M. Smolskiy, and A. P. Chupahin, "Influence of the oscillator operation mode on transfer coefficients of the autodyne response," in *Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2015 25th International Crimean Conference*, 2015, pp. 995–996. (In Russ.).
- [10] K. A. Ignatkov, S. M. Smolskiy, and A. P. Chupahin, "Dependence of noise parameters and autodyne characteristics on the oscillator operation mode," in *Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2015 25th International Crimean Conference*, 2015, pp. 997–1000. (In Russ.).
- [11] V. Y. Noskov, K. A. Ignatkov, S. M. Smolskiy, and A. P. Chupahin, "Autodyne characteristic dependence upon the oscillator operation mode," in *Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2015 25th International Crimean Conference*, 2015, pp. 992–994. (In Russ.).
- [12] V. S. Andreev, "[The influence of the nonlinear properties of the device with negative resistance on the power generated oscillations]," *Radiotekhnika*, no. 8, pp. 43–44, 1982. (In Russ.).
- [13] I. V. Lebedev, *Tekhnika i pribory SVCh. T. 2. Elektrovakuumnye pribory SVCh*. Moscow: Vysshaya shkola, 1972. (In Russ.).
- [14] V. Y. Noskov, K. A. Ignatkov, and S. M. Smolskiy, "Autodyne Characteristic Dependence on the UHF Oscillator's Inherent Parameters," *Radiotekhnika*, no. 6, pp. 24–42, 2012. (In Russ.).
- [15] S. D. Votoropin, V. Y. Noskov, and S. M. Smolskiy, "Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 2. Theoretical and experimental investigations," *Usp. Sovrem. radioelektroniki*, no. 7, pp. 3–33, 2007. (In Russ.).
- [16] V. Y. Noskov and K. A. Ignatkov, "Dynamics of autodyne response formation in microwave generators," *Radioelectron. Commun. Syst.*, vol. 56, no. 5, pp. 227–242, 2013. doi: 10.3103/S0735272713050026
- [17] V. Y. Noskov and K. A. Ignatkov, "Dynamic autodyne and modulation characteristics of microwave oscillators," *Telecommun. Radio Eng.*, vol. 72, no. 10, pp. 919–934, 2013. doi: 10.1615/TelecomRadEng.v72.i10.70

- [18] V. Y. Noskov and K. A. Ignatkov, "Peculiarities of noise characteristics of autodynes under strong external feedback," *Russ. Phys. J.*, vol. 56, no. 12, pp. 1445–1460, 2013.
doi: 10.1007/s11182-014-0198-6
- [19] V. Y. Noskov and G. P. Ermak, "Measurement errors and dynamic range of autodyne vibration meters," *Telecommun. Radio Eng.*, vol. 73, no. 20, pp. 1843–1861, 2014.
doi: 10.1615/TelecomRadEng.v73.i20.50
- [20] V. Y. Noskov, "About an energy potential of autodynes," in *Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2014 24th International Crimean Conference*, 2014, pp. 1029–1030. doi: 10.1109/CRMICO.2014.6959745

Список литературы

1. Komarov I. V., Smolskiy S. M. Fundamentals of short-range FM radar. Norwood: Artech House, 2003. 289 с.
2. Autodyne Gunn-diode transceiver with internal signal detection for short-range linear FM radar sensor / Varavin A. V., Vasiliev A. S., Ermak G. P., Popov I. V. // *Telecommunication and Radio Engineering*. 2010. Т. 69, № 5. С. 451—458.
3. Усанов Д. А., Постельга А. Э. Восстановление сложного движения участка тела человека по сигналу радиоволнового автодина // *Медицинская техника*. 2011. Т. 45, № 1. С. 8—10.
4. Автодинные СВЧ датчики перемещения для измерения скорости горения высокоэнергетических композиционных материалов / Лушев В. П., Воторопин С. Д., Дерябин Ю. Н., Журинов Ю. Б., Потапов М. Г. В кн. : 15-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2005 (Севастополь, 12—16 сент. 2005 г.). 2005. С. 831—833.
5. Закарлюк Н. М., Носков В. Я., Смольский С. М. Бортовые автодинные датчики скорости для аэробаллистических испытаний. В кн. : 20-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2010 (Севастополь, 13—17 сент. 2010 г.). 2010. С. 1065—1068.
6. Носков В. Я. Двухдиодный автодинный приемопередатчик // *Приборы и техника эксперимента*. 2015. № 4. С. 65—70.
7. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 9. Радиолокационное применение автодинов / Носков В. Я., Варавин А. В., Васильев А. С., Ермач Г. П., Закарлюк Н. М., Игнатков К. А., Смольский С. М. // *Успехи современной радиоэлектроники*. 2016. № 3. С. 32—86.
8. Игнатков К. А., Чупахин А. П. Параметры стационарного режима автодинного генератора. В кн. : 25-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2015 (Севастополь, 6—12 сент. 2015 г.). 2015. С. 975—976.
9. Игнатков К. А., Чупахин А. П. Влияние режима работы генератора на коэффициенты передачи автодинного отклика. В кн. : 25-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2015 (Севастополь, 6—12 сент. 2015 г.). 2015. С. 995—996.
10. Игнатков К. А., Смольский С. М., Чупахин А. П. Зависимость шумовых параметров и характеристик автодинов от режима работы генератора. В кн. : 25-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2015 (Севастополь, 6—12 сент. 2015 г.). 2015. С. 997—1000.
11. Носков В. Я. Игнатков К. А., Смольский С. М., Чупахин А. П. Зависимость автодинных характеристик от режима работы генератора. В кн. : 25-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2015 (Севастополь, 6—12 сент. 2015 г.). 2015. С. 992—994.

12. Андреев В. С. Влияние нелинейных свойств прибора с отрицательным сопротивлением на мощность генерируемых колебаний // Радиотехника. 1982. № 8. С. 43—44.
13. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ. Т. 2. Электровакуумные приборы СВЧ / Под ред. Н. Д. Девяткова. М. : Высшая школа, 1972. 376 с.
14. Носков В. Я., Игнатков К. А., Смольский С. М. Зависимость автодинных характеристик от внутренних параметров СВЧ генераторов // Радиотехника. 2012. № 6. С. 24—42.
15. Воторопин С. Д., Носков В. Я., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 2. Теоретические и экспериментальные исследования // Успехи современной радиоэлектроники. 2007. № 7. С. 3—33.
16. Носков В. Я., Игнатков К. А. Динамика формирования автодинного отклика СВЧ генераторов // Известия вузов. Радиоэлектроника. 2013. Т. 56, № 5. С. 21—41.
17. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A. Dynamic Autodyne and Modulation Characteristics of Microwave Oscillators // Telecommunication and Radio Engineering. 2013. Т. 72, № 10. С. 919—934.
18. Носков В. Я., Игнатков К. А. Особенности шумовых характеристик автодинов при сильной внешней обратной связи // Известия вузов. Физика. 2013. Т. 56, № 12. С. 112—124.
19. Noskov V. Ya., Ermak G. P. Measurement errors and dynamic range of autodyne vibration meters // Telecommunication and Radio Engineering. 2014. Т. 73, № 20. С. 1843—1861.
20. Носков В. Я. Об энергетическом потенциале автодинов. В кн. : 24-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2014 (Севастополь, 7—13 сент. 2014 г.). 2014. С. 1029—1030.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при финансовой поддержке по постановлению № 211 Правительства Российской Федерации, контракт № 02.A03.21.0006.

Обнаружение сигналов с использованием ортогонального базиса функций Гаусса — Эрмита

¹ Балакин Д. А., ² Чуркин С. С., ¹ Штыков В. В.

¹ *Национальный исследовательский ун-т «Московский энергетический институт»
ул. Красноказарменная, 14, Москва, 111250, Российская Федерация
bzzz86.balakin@yandex.ru, ShtykovVV@yandex.ru*

² *Нижегородский государственный университет им. Н. И. Лобачевского
просп. Гагарина, 23, г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
churkins@list.ru*

Статья поступила 27 июня 2016 г.

Аннотация: Анализ формы и параметров сигналов является неотъемлемой частью процесса обработки информации. Часто в практических задачах форма сигнала, поступающая на приемник, известна и требуется найти неизвестные параметры (амплитуда, длительность, месторасположение или время прихода и т. д.), а также проследить динамику следования такого сигнала в исследуемом процессе. Таким образом, ставится задача о наиболее надежном обнаружении полезного сигнала на фоне случайных помех и о наиболее точном измерении его параметров. Как известно, подобного рода задачи обнаружения относятся к области оптимальной фильтрации. В статье излагаются основные положения метода обнаружения сигнала с использованием ортогонального базиса функций Гаусса — Эрмита. Метод базируется на принципах согласованной фильтрации, позволяющих проследить динамику не только исследуемого сигнала, но и его локальных особенностей, которые дают дополнительную диагностическую информацию. Осуществляется верификация метода на реальном сигнале, полученном с помощью фазометрического комплекса. Сигнал представляет собой последовательность импульсов в виде смеси дыхательной составляющей и кардиологической активности.

Ключевые слова: согласованная фильтрация, функции Гаусса — Эрмита, вейвлет-преобразование, фазометрический комплекс, импульсная характеристика.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Балакин Д. А., Чуркин С. С., Штыков В. В. Обнаружение сигналов с использованием ортогонального базиса функций Гаусса — Эрмита // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2018. Т. 1, № 1. С. 48—61.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Балакин, Д. А. Обнаружение сигналов с использованием ортогонального базиса функций Гаусса — Эрмита / Д. А. Балакин, С. С. Чуркин, В. В. Штыков // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2018. — Т. 1, № 1. — С. 48—61.

Detection of signals with the orthogonal basis of the Gauss–Hermite functions

D. A. Balakin¹, S. S. Churkin², and V. V. Shtykov¹

¹ National Research University “MPEI”

14, Krasnokazarmennaya Str., Moscow, 111250, Russian Federation

bzzz86.balakin@yandex.ru, ShtykovVV@yandex.ru

² Lobachevsky State University

23, Gagarin Ave., Nizhniy Novgorod, 603950, Russian Federation

churkins@list.ru

Received on June 27, 2016

Abstract: The analysis of the shape and parameters of signals is a key part of the signal processing. As a rule in practicable task, the shape of the input signal is known and identification of the unknown parameters (amplitude, duration, location or time of arrival, etc.) is required, then the dynamics of the signal sequence in the process under study is important as well. Thus, the problem is the most reliable detection of the desired signal on the background of random noise and the most accurate measurement of its parameters. It is known that a solution of such problems concerns optimal filtering. The main abstract of the method of the signal detection, based on orthogonal basis functions of the Gauss–Hermite functions, is described. The method is founded on the matched filtering principles, it allows tracking not only the dynamics of the signal under investigation, but also its local features, which provide additional diagnostic information. The verification method is carried out on a real signal of a phase measuring complex. The signal represents a sequence of pulses as a mixture component of the respiratory and cardiac activity of a medical patient.

Keywords: matched filtering, Gauss–Hermite functions, wavelet transform, phase measuring complex, impulse response.

For citation: D. A. Balakin, S. S. Churkin, and V. V. Shtykov, “Detection of signals with the orthogonal basis of the Gauss–Hermite functions,” *Infocommunications and Radio Technologies*, 2018, vol. 1, no. 1, pp. 48–61. (In Russ.).
doi: 10.15826/icrt.2018.01.1.04.

1. Введение

Еще в середине 40-х годов американскими учеными Д. О. Нортон [1, с. 223—224], Д. Миддлтоном и Дж. Г. Ван Флеком было установлено, что если случайный шум является белым, то частотная характеристика оптимального фильтра является функцией, комплексно сопряженной спектру

выделяемого импульса, а его переходная характеристика является функцией инверсной во времени функции, описывающей выделяемый полезный сигнал. Такой фильтр стали называть согласованным. До сих пор согласованная фильтрация применяется в различных областях радиотехники, радиолокации, радионавигации и т. п.

Как правило, построение согласованного фильтра осуществляется с помощью спектрального подхода, который является идеальным средством анализа стационарных сигналов. Однако в современном мире сигналы, с которыми мы чаще всего имеем дело, не стационарны (акустические сигналы, медицинские сигналы ЭКГ и ЭЭГ, видеосигнал, речевой сигнал и т. п.), и анализ традиционными способами (преобразованием Фурье) не дает всей полноты картины. Уже достаточно давно и широко для обработки нестационарных сигналов используется вейвлет-преобразование (ВП), которое позволяет обнаружить и локализовать сигналы на оси времени [2]. Кроме того, при использовании вейвлет-анализа появляется возможность проводить селекцию сигналов по отличительным признакам их формы.

Ниже излагаются основные принципы разработанного нами метода анализа сигнала с помощью согласованного банка фильтров на основе функций Гаусса — Эрмита (ФГЭ) [3]. В качестве фундамента построения фильтров использовалось вейвлет-преобразование с «материнской» функцией (МФ) в виде суммы ФГЭ [4]. Изменение масштаба импульсной характеристики такого фильтра дает возможность не только локализовать сигнал заданной формы, но и определить его длительность.

На рис. 1. представлена структурная схема метода. Суть его состоит в том, что операция вейвлет-преобразования во временной области заменяется операцией согласованной фильтрации в спектральной области с использованием процедуры БПФ. Тем самым мы можем интерпретировать вейвлет-преобразование с МФ в виде суммы ФГЭ как фильтрацию в частотной области некоторым банком ортогональных фильтров. На выходе мы имеем взаимно корреляционную функцию (ВКФ). По максимумам ВКФ локализуются как сигнал в целом, так и его отдельные характерные особенности. Использование полной ортогональной системы ФГЭ в качестве базиса позволяет сконструировать МФ вейвлета практически любой формы, что расширяет класс обнаруживаемых сигналов.

В структурной схеме на рис. 1 видно, что согласованный фильтр $K_{\Sigma}(\omega)$ выделяет фрагмент сигнала, состоящий из некоторого ограниченного набора признаков. Также схема может быть преобразована для выделения какого-то одного признака, что более похоже на традиционную процедуру ВП. Фурье-образ ФГЭ известен [5]. Важно, что ортогональному

полному базису ФГЭ в пространстве времени соответствует полный ортогональный базис ФГЭ в спектральной области. Поэтому согласованный адаптивный фильтр представляет собой банк ортогональных и независимых фильтров. Следовательно, адаптация банка фильтров сводится лишь к управлению весовыми коэффициентами его отдельных элементов. Такая гибкость формирования фильтра расширяет области его практического использования.

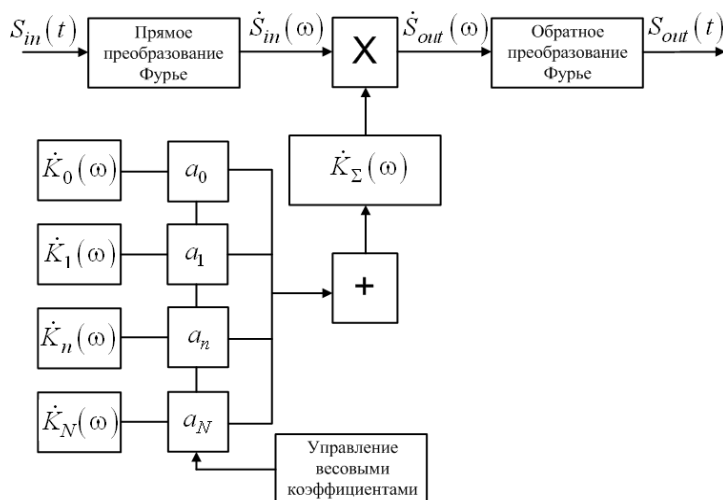


Рис. 1. Структурная схема метода.

Fig. 1. The block diagram of the method

Согласованный фильтр на основе ФГЭ будет полезен для диагностики различных механизмов, аппаратов и систем. Как правило, при неисправности механические детали двигателя издают характерный звук в виде шумов, треска или биений. Обработка этих звуков предложенным методом может помочь обнаружить как наличие неисправности, так и установить их причину. Также стоит отметить, что предложенный метод может быть использован для анализа фонокардиограммы [6] и шумов дыхания [7].

2. Исследуемая модель

Конкретные результаты, полученные нами, относятся к задаче обнаружения периодов дыхания и сердцебиения в сигнале, полученном дистанционно с помощью фазометрического комплекса миллиметрового диапазона производства ООО «АФС 52», предназначенного для высоко-

точного определения перемещений в широком диапазоне скоростей¹. На рис. 2 представлен внешний вид комплекса.

Дистанционное измерение параметров дыхания и кардиоактивности нашло многочисленные применения в спасательных операциях, медицинских и спортивных областях [8]. Бесконтактный мониторинг variability сердечного ритма и периодов дыхания является актуальной задачей в ожоговых центрах. Сигналы подобного рода представляют собой смесь циклов дыхания и сердца. Отделение периода дыхания от ритма сердца является важной задачей, несущей диагностическую информацию.



Рис. 2. Фазометрический комплекс «АФС 52».

Fig. 2. AFS 52 phase meter unit

В эксперименте проводилось измерение перемещения поверхности тела спокойно сидящего на стуле человека, обусловленного дыханием и сердцебиением. Поскольку наша цель состояла в отработке метода выделения сигналов, обработка проводилась после окончания эксперимента по записям отсчетов в файле данных фазометрического комплекса.

На рис. 3 представлен выбранный нами фрагмент записи смещения грудной клетки человека в условиях нашего эксперимента. На начальном этапе сигналы кардиоактивности накладываются на сигналы, связанные с дыханием. В процессе измерения происходит задержка дыхания (приблизительно на 38-й секунде) и далее хорошо просматриваются сигналы сердцебиения.

Основная идея разработанного алгоритма описана в [4] и заключается в создании фильтра, согласованного с сигналом, представляющим интерес.

Функции Гаусса — Эрмита имеют вид:

$$\varphi_n(x, a) = \frac{H_n\left(\frac{x}{a}\right) \exp\left(-0,5\left(\frac{x}{a}\right)^2\right)}{\sqrt{an!2^n\sqrt{\pi}}}, \quad (1)$$

¹ <http://www.afs52.ru>

где H_n — полином Эрмита, n — порядок полинома, a — масштабный коэффициент.

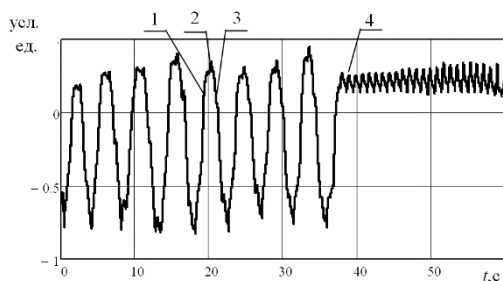


Рис. 3. Запись движения грудной клетки, фазы дыхания: 1 — вдох, 2 — пауза, 3 — выдох, 4 — задержка дыхания.

Fig. 3. The record of chest movement, respiration phases: 1 – inspiration, 2 – pause, 3 – expiration, 4 – breath holding

На рис. 4 представлена блок-схема процедуры обработки предлагаемого метода.

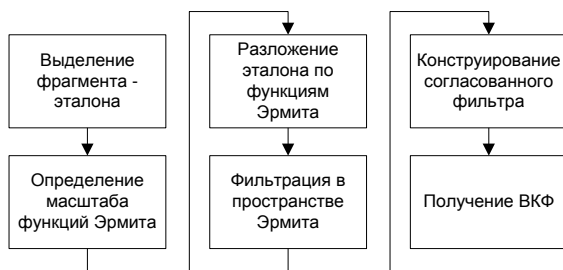


Рис. 4. Блок схема процедуры обработки.

Fig. 4. The block diagram of the processing

Поскольку мы не располагаем априорными сведениями о форме сигналов, то для построения «материнской» функции вейвлета $W(t, a)$ можно выделить некоторый фрагмент сигнала (эталон). В качестве эталонного сигнала для выделения тактов дыхания мы использовали фрагмент сигнала на рис. 3 в окрестности $t \approx 21$ с.

Согласно [9] «материнская» функция вейвлет-преобразования удовлетворяет условию:

$$\int_{-\infty}^{\infty} W(t, a) dt = 0.$$

Для того чтобы получить «материнскую» функцию, надо из выделенного фрагмента вычесть среднее значение. Полученный таким образом эталон раскладывался в ряд по функциям Гаусса — Эрмита. По своей сути «материнская» функция — это импульсная характеристика согласованного фильтра (1). Поэтому далее в тексте термин «материнская функция» заменяется термином «импульсная характеристика».

Для определения масштабного множителя воспользуемся неравенством Коши — Буняковского [10], которое с учетом ортогональности функций (1) принимает вид:

$$\left(\int_{-\infty}^{\infty} S(\tau)^2 d\tau \right)^{1/2} \geq \left| \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau) W(t-\tau, a) d\tau \right|. \quad (2)$$

На основании неравенства (2) на множестве реальных чисел $t > 0$, $a > 0$ можно образовать линейный функционал:

$$F(t, a) = \left(\int_{-\infty}^{\infty} S(\tau)^2 d\tau \right)^{1/2} - \left| \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau) W(t-\tau, a) d\tau \right|. \quad (3)$$

Минимумы функционала (3) дают дискретное множество масштабных коэффициентов a_i и положений максимумов ВКФ на оси времени t_i .

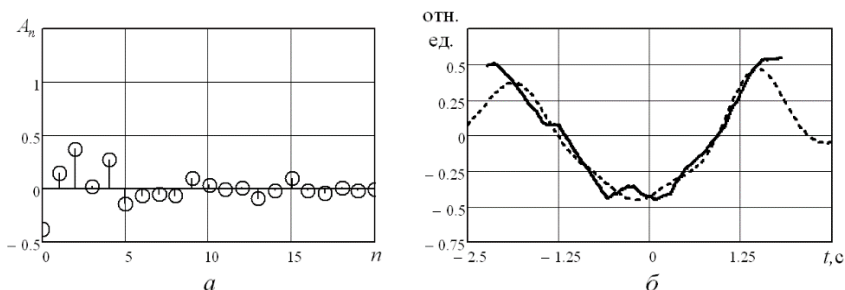


Рис. 5. а — спектр фрагмента сигнала в пространстве ФГЭ, б — исходный фрагмент (сплошная кривая) и частичная сумма ряда для $n \leq 10$ (штрих-пунктир).

Fig. 5. а — The spectrum of the signal sample on Gauss-Hermite basis functions, б — the signal sample (solid) and partial sum of the series for $n \leq 10$ (dash)

Спектр эталонного сигнала в пространстве ФГЭ представлен на рис. 5а. Видно, что спектр сосредоточен в области $n \leq 10$. Эта область порядков ФГЭ характеризует дыхательную составляющую, в то время как

область более высоких порядков — кардиоактивность. Проводя НЧ-фильтрацию в пространстве ФГЭ, можно получить импульсную характеристику, соответствующую сигналу дыхания. На рис. 5б пунктиром показана частичная сумма ряда, которая воспроизводит дыхательную составляющую. Отклонения сигнала от суммы связаны прежде всего с кардиоактивностью объекта. Особенно хорошо это видно на вершине графиков (рис. 5б). Нормированная импульсная характеристика для выделения дыхательной составляющей имеет вид:

$$W(t, a) = \frac{\sum_{n=0}^{10} A_n(a) \varphi_n(t, a)}{\sum_{n=0}^{10} |A_n(a)|^2}. \quad (4)$$

Функции (4) соответствует фильтр (точнее, банк фильтров) в традиционном пространстве круговых частот²:

$$\dot{K}_n(\omega, a) = \sum_{n=0}^{10} j^n \sqrt{\frac{\sqrt{\pi}}{n! 2^{n-1}}} \exp(-0,5a^2\omega^2) H_n(a\omega). \quad (5)$$

Как уже указывалось выше, отдельные фильтры ортогональны друг другу и выделяют только один признак в сигнале, а фильтры с традиционным базисом (например, функции Гаусса) таким свойством не обладают. Поэтому смысл имеет только результат обработки банком фильтров в сумме. На рис. 6 представлен внешний вид АЧХ согласованного фильтра.

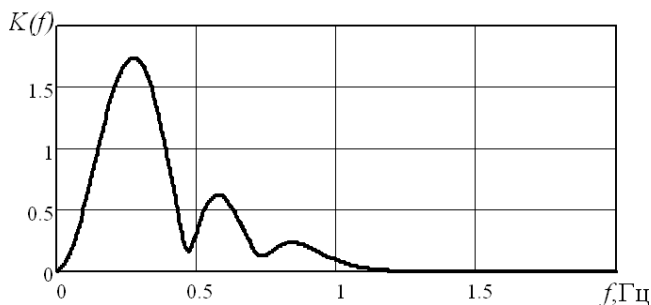


Рис. 6. АЧХ согласованного фильтра.

Fig. 6. The frequency response of the matched filter

² Вывод формулы (3) представлен в [4].

Для увеличения скорости вычисления коэффициентов передачи фильтров, а следовательно и ВКФ, можно воспользоваться свойством рекуррентного соотношения полиномов Эрмита [3]:

$$\dot{K}_{n+1}(\omega, a) = ja\omega\sqrt{\frac{2}{n+1}}\dot{K}_n(\omega, a) + \sqrt{\frac{n}{n+1}}\dot{K}_{n-1}(\omega, a) \quad (6)$$

3. Результаты обработки

Ради простоты при обработке сигналов мы использовали не условие минимума функционала (3), а искали максимум взаимно корреляционной функции исходного сигнала и эталона. На рис. 7 показана ВКФ сигнала и эталона. На том же рисунке изображен фрагмент исходного сигнала. Для ускорения процедуры вычисления она была проведена в спектральной области с использованием алгоритма БПФ. По положениям максимумов ВКФ можно определить период следования тактов дыхания.

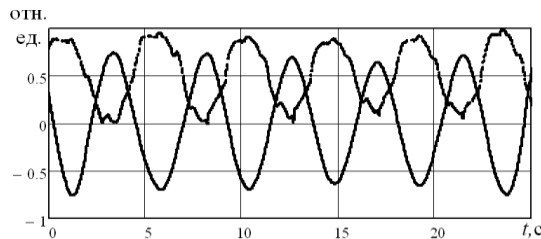


Рис. 7. ВКФ сигнала и эталона (сплошная) и исходный фрагмент сигнала (штрих-пунктир).

Fig. 7. The cross-correlation of the signal and reference value (solid), and the signal sample (dash)

Варьируя параметр масштаба фильтра (5), возможно определить длительность каждого периода дыхания, что также является дополнительной диагностической информацией для исследователя. Тогда ВКФ можно представить в виде линий уровня время — масштаб (рис. 8).

Для определения длительности циклов дыхания на рис. 8 необходимо решить задачу нахождения локального максимума сложной поверхности. Для решения подобного рода задач используются численные методы, реализующие пошаговый принцип нахождения координат локального максимума или экстремума.

К вычислительным методам поиска локальных экстремумов можно отнести градиентные методы, суть которых состоит в последовательном переходе к точкам с меньшими значениями целевой функции, т. е. каждое следующее приближение ищется в виде [11]:

$$x^{n+1} = x^n + \gamma^n \Delta^n, \quad (7)$$

где γ^n — значение шага на предыдущей итерации, Δ^n — значение вектора градиента целевой функции на предыдущей итерации.

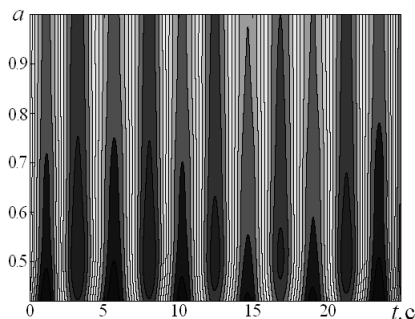


Рис. 8. Топология циклов дыхания на плоскости время — масштаб.

Fig. 8. The topology of the respiratory cycles in time–scale coordinates

В зависимости от величины шага γ градиентные методы различают так:

- с постоянным шагом,
- с переменным шагом,
- метод наискорейшего спуска.

В качестве критерия завершения алгоритма выступает неравенство:

$$\sqrt{\left(\frac{dS_{\text{блх}}}{da}\right)^2 + \left(\frac{dS_{\text{блх}}}{dt}\right)^2} \leq \delta, \quad (8)$$

где $S_{\text{блх}}$ — ВКФ, δ — точность метода.

Как видно из [11], наиболее быстрым методом является метод наискорейшего спуска. Реализация метода представлена на рис. 9, где в качестве примера представлен один фрагмент цикла дыхания с 1 по 5 секунду. Аналогичную процедуру поиска можно осуществить для других периодов дыхания.

На рис. 9 M_0 — начальная точка с координатами (3, 0.75). В качестве начальной точки могут быть использованы априорные сведения об исследуемом процессе. Например, медицинские данные о циклах дыхания

в норме. Сопоставляя их с полученной информацией, можно судить о наличии патологии.

Для выделения тактов сердцебиений, так же как и для циклов дыхания, был образован эталонный фрагмент. Для этого мы использовали один из тактов сигнала в период задержки дыхания.

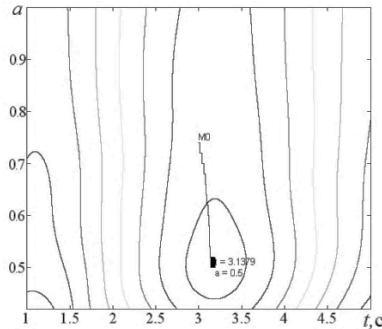


Рис. 9. Реализация метода наискорейшего спуска для одного цикла дыхания.

Fig. 9. The realization of the method of the quickest descent for one respiratory cycle

Поскольку цикл сердцебиения более быстрый, то при аппроксимации суммируются функции Гаусса — Эрмита до 70 порядка. Этот эталонный сигнал можно непосредственно использовать для обработки.

На рис. 10 следующие друг за другом максимумы соответствуют тактам сердечной активности. Никакой дополнительной фильтрации сигнала не проводилось. Период следования ударов сердца в среднем около 0.9 с.

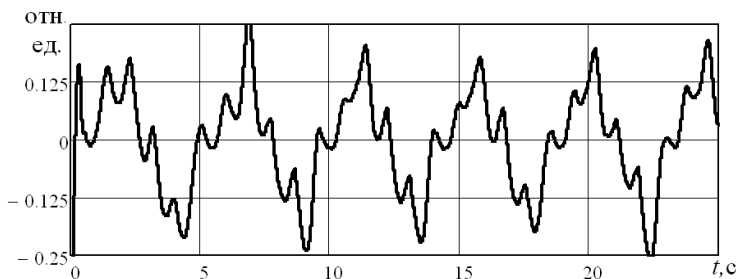


Рис. 10. Результаты обработки с целью выделения тактов активности сердца.

Fig. 10. The processing results for detection of cardiac activity cycles

Если вернуться к рис. 3, то можно установить, что такты деятельности сердца не превышают 10 % от сигналов дыхательной составляющей. Тем не менее, циклы активности сердца хорошо видны на рис. 10. Не-

сколько лучшие результаты можно получить, если предварительно, используя эталон такта дыхания и значения t_i, a_i , реконструировать сигнал, не содержащий тактов сердцебиения, и вычесть его из реального сигнала. Обработывая разностный сигнал описанным выше способом, можно улучшить результат фильтрации. Однако на рис. 10. хорошо видно, что предлагаемый метод выделения сигналов вполне уверенно выделяет заданный сигнал на фоне других и без дополнительных процедур.

Результатам можно придать более наглядную форму при построении ритмограммы. По записям типа тех, что показана на рис. 10, легко реализуется процедура последовательного поиска точек максимумов. Результат такой процедуры приведен на рис. 11.

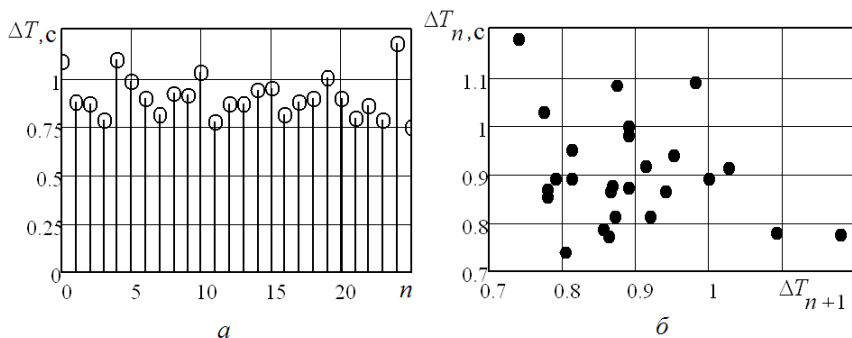


Рис. 11. Ритмограмма (а) и скаттерграмма сердца (б).

Fig. 11. The heart diagram and scattergram

На рис. 11а представлена ритмограмма сердца, проанализировав которую, можно сделать вывод о том, что на записи рис. 3. присутствует некая аритмия, о чем также свидетельствует разброс в скаттерграмме на рис. 11б.

4. Заключение

Изложенный метод согласованной фильтрации на основе функций Гаусса — Эрмита может быть использован не только в медицинской диагностике, но и для диагностики функционирования различных машин и механизмов по собственным акустическим шумам или особенностям изменения потребляемого тока и т. п.

Преимущество разработанного метода состоит в его гибкости, возможности конструирования эталонов сигнала практически любой формы, что увеличивает вероятность обнаружения. Это связано с тем, что иско-

мый сигнал воспроизводится более точно, и выделение его на фоне других сигналов производится более уверенно, чем при использовании традиционной процедуры вейвлет-преобразования. Создание специальных баз данных эталонов различных дефектов и патологий позволит своевременно и быстро обнаружить отклонения функционирования объекта от нормы.

Список литературы

1. Быховский М. А. Пионеры информационного века. История развития теории связи. М.: Эко-Трендз, 2006. 376 с.
2. Яковлев А. Н. Введение в вейвлет-преобразования. Новосибирск: НГТУ, 2003. 104 с.
3. Янке Е., Эмде Ф., Лёш Ф. Специальные функции. М.: Наука, 1964. 344 с.
4. Балакин Д. А., Штыков В. В. Построение ортогонального банка фильтров на основе преобразований Эрмита для обработки сигналов // Журнал радиоэлектроники. 2014. № 9.
5. Martens J. B. The Hermite Transform — Theory // IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing. 1990. P. 1595—1606.
6. Балакин Д. А., Штыков В. В. Использование функций параболического цилиндра для вейвлет-анализа // Вестник Московского энергетического института. 2013. № 5. С. 119—123.
7. Balakin D. A., Shtykov V. V. Processing Breath Sound with the Gauss — Hermite Functions // Processing of the 40th Annual Conference of the International Lung Sounds Association. St. Petersburg, 2015. P. 13—14.
8. Биорадиолокация / ред. А. С. Бугаев, С. И. Ивашов, И. Я. Иммореев. М.: МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2010. 396 с.
9. Блаттер К. Вейвлет-анализ. Основы теории. М.: Техносфера, 2004. 280 с.
10. Басаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высшая школа, 2000. 450 с.
11. Гершкович Ю. Б., Широков К. А. Применение пакета «MATLAB» для решений нелинейных задач оптимизации градиентными методами. М.: РГУНФ им. И. М. Губкина, 2009. 32 с.

References

- [1] M. A. Bykhovsky, *Pionery informatsionnogo veka. Istoriya razvitiya teorii svyazi* [The pioneers of the information age. The history of the development of the communication theory]. Moscow: Eko-Trends, 2006. (In Russ.).
- [2] N. A. Yakovlev, *Vvedenie v veivlet-preobrazovaniya* [Introduction in to the wavelet transform]. Novosibirsk: NSTU, 2003. (In Russ.).
- [3] E. Jahnke, F. Emde, and F. Lösch, *Spetsial'nye funktsii* [Special functions]. Moscow: Nauka, 1964. (In Russ.).
- [4] D. A. Balakin and V. V. Shtykov, "Postroenie ortogonal'nogo banka fil'trov na osnove preobrazovaniy Ermita dlya obrabotki signalov [The construction orthogonal filters bank based on Hermite transform for signal processing]," *J. radio Electron.*, no. 9, 2014.
- [5] J. B. Martens, "The Hermite Transform – Theory," *IEEE Trans. Acoust.*, vol. 38, no. 9, pp. 1595–1606, 1990.
- [6] D. A. Balakin and V. V. Shtykov, "On apply of parabolic cylinder functions for Vawelet analysis," *"MPEI Vestnik" J.*, no. 5, pp. 119–123, 2013. (In Russ.).
- [7] D. A. Balakin and V. V. Shtykov, "Processing Breath Sound with the Gauss–Hermite Functions," in *Processing of the 40th Annual Conference of the International Lung Sounds Association*, 2015, pp. 13–14. (In Russ.).

- [8] A. S. Bugaev, S. I. Ivashov, and I. Y. Immoreev, Eds., *Bioradiolokatsiya* [Bioradiolocation]. Moscow: MSTU, 2010. (In Russ.).
- [9] C. Blatter, *Wavelet-analiz. Osnovy teorii* [Wavelet analysis. Fundamental of the theory]. Moscow: Techosphaera, 2004. (In Russ.).
- [10] S. I. Baskakov, *Radiotekhnicheskie tsepi i signaly* [Radio circuits and signals]. Moscow: Vysshaya shkola, 2000. (In Russ.).
- [11] Y. B. Gershkovich and K. A. Shirokov, *Primenenie paketa «MATLAB» dlya reshenii nelineinykh zadach optimizatsii gradientnymi metodami* [The use of «MATLAB» for solution of nonlinear optimization problems with gradient methods]. Moscow: Gubkin university, 2009. (In Russ.).

Повышение эффективности систем передачи информации путем ортогонализации сигнального базиса

Дегтярев А. Н., Афонин И. Л., Мирянова В. Н.

Институт радиоэлектроники и информационной безопасности,

Севастопольский государственный университет

ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация

1myn1@mail.ru

Статья поступила 9 июля 2016 г.

Аннотация: Показано, что из эквидистантно смещенных импульсных характеристик нормированных фильтров можно составить квазиортогональный с весом базис. Сделан вывод о том, что при выполнении определенных требований преобразование нормированного фильтра в фильтр нижних частот с заданной частотой среза или в полосовой фильтр с заданными центральной частотой и полосой пропускания не изменяет условий ортогональности. Для передачи информации предлагается использовать сигналы, получаемые с помощью указанного базиса. Получена зависимость предельной скорости передачи информации в предлагаемой системе от порядка фильтра, формирующего канал связи, минимального затухания его импульсной характеристики и полосы пропускания по уровню 3 дБ. Приводятся два варианта построения приемника таких сигналов. Показано, что в условиях межсимвольной интерференции предлагаемый метод построения систем обеспечивает более высокую помехоустойчивость по сравнению с классическим подходом.

Ключевые слова: квазиортогональные функции, вес ортогональности, нормированный фильтр, фильтр нижних частот, полосовой фильтр, импульсная характеристика, предел Найквиста, межсимвольная интерференция, помехоустойчивость.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Дегтярев А. Н., Афонин И. Л., Мирянова В. Н. Повышение эффективности систем передачи информации путем ортогонализации сигнального базиса // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2018. Т. 1, № 1. С. 62—77.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Дегтярев, А. Н. Повышение эффективности систем передачи информации путем ортогонализации сигнального базиса / А. Н. Дегтярев, И. Л. Афонин, В. Н. Мирянова // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2018. — Т. 1, № 1. — С. 62—77.

Improving the efficiency of data transmission systems by signal basis orthogonalization

A. N. Degtyarev, I. L. Afonin, and V. N. Miryanova

Institute of Radio Electronics and Information Security,

Sevastopol State University

33, Universitetskaya Str., Sevastopol, 299057, Russian Federation

1myn1@mail.ru

Received on July 9, 2016

Abstract: It is shown that from the equidistant biased impulse response of normalized filters one can create a quasi-orthogonal weight basis. It is concluded that when certain requirements are carried out the conversion of a normalized filter into a low-pass filter with a predetermined cutoff frequency or into a bandpass filter with a center frequency and a bandwidth given does not alter the orthogonality conditions. It is suggested to use the signals received by the specified basis for data transmission. The dependence of the maximum speed of data transmission in the proposed system on the filter order forming a communication channel, the minimum attenuation of its impulse characteristics and its bandwidth at 3 dB, is obtained. Two options for construction of such signals receiver are indicated. It is shown that in the conditions of inter-symbol interference the proposed method of systems constructing offers better noise immunity in comparison with the classical approach.

Keywords: quasi-orthogonal functions, orthogonal weight, normalized filter, low pass filter, band pass filter, impulse characteristic, Nyquist limit, inter-symbol interference, noise immunity.

For citation (IEEE): A. N. Degtyarev, I. L. Afonin, and V. N. Miryanova, "Improving the efficiency of data transmission systems by signal basis orthogonalization," *Information and Radio Technologies*, vol. 1, no. 1, pp. 62–77, 2018. (In Russ.).
doi: 10.15826/icrt.2018.01.1.05

1. Введение

В высокоэффективных цифровых системах передачи информации дисперсия случайной межсимвольной интерференции (МСИ) или случайной межканальной помехи (МКП) существенно превышает мощность шума в канале связи.

Одновременное снижение уровней МСИ и МКП невозможно, что обусловлено принятым в существующей теории описанием сигналов. Сигналы принято представлять в виде рядов по функциям отсчетов, кото-

рыми аппроксимируются импульсные характеристики идеальных фильтров с прямоугольной амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ).

Г. Найквист получил значение для предельной скорости передачи сигналов при отсутствии шума (предел Найквиста) как следствие теоремы дискретизации. Предел Найквиста определяется интервалом смещения функций отсчетов. Как известно, функции отсчетов являются ортогональными функциями только в том случае, если их интервал смещения обратно пропорционален удвоенному значению ширины спектра этих функций ($\alpha = 1/(2\Delta f)$). В этом случае каждая функция отсчетов достигает максимума в те моменты времени, в которые остальные принимают нулевые значения.

Однако на практике функции отсчетов могут быть реализованы только с определенной степенью точности. Для того, чтобы приблизиться к практической ситуации, Г. Найквист вводит в рассмотрение функции Найквиста. Использование сигналов, описываемых функциями Найквиста, приводит к некоторому снижению предельной скорости передачи информации, но одновременно снижает межсимвольную интерференцию. Однако и в этом случае практическая реализация функций Найквиста осуществляется с некоторой погрешностью.

В работе [1] предложено заменить функции Найквиста эквидистантно смещенными импульсными характеристиками физически реализуемых фильтров, линейных инвариантных во времени систем (ЛИВ-систем), которые моделируют каналоформирующее оборудование (КО). Получить ортогональный базис, составленный из предлагаемых функций, можно путем определения веса их ортогональности [1].

В работе [1] показано, что число базисных функций, для которых условия ортогональности выполняются строго, зависит от порядка фильтра. Причем, если базис составлен из эквидистантно смещенных импульсных характеристик фильтра нижних частот (ФНЧ), то число строго ортогонализуемых функций равно порядку фильтра N . Если в качестве базисных функций рассматриваются импульсные характеристики полосового фильтра, то число строго ортогонализуемых функций равно $2N$. Все остальные функции, для которых условия ортогональности не выполняются, будут влиять на уровень межсимвольной интерференции, и, следовательно, ограничивать скорость передачи информации.

Указанный метод позволяет снизить уровни МСИ и МКП при отсутствии аддитивного шума [1].

В качестве моделей КО использовались нормированные фильтры-прототипы нижних частот (НПФ). Как известно, ФНЧ с заданной частотой

той среза и полосовые фильтры (ПФ) с заданными центральной частотой и полосой пропускания рассчитываются путем формальных преобразований.

Целесообразно рассмотреть влияние указанных преобразований на условия ортогональности эквидистантно смещенных импульсных характеристик рассчитанных ФНЧ и ПФ.

Кроме того, представляет интерес рассмотреть влияние параметров фильтра, аппроксимирующего канал связи, на предельную скорость передачи информации и помехоустойчивость систем.

Будем рассматривать такие параметры фильтра, как полоса пропускания $\Delta\omega$ по уровню 3 дБ, центральная частота ω_0 , полюсы $\sigma_k + j\omega_k = p_k$ передаточной функции фильтра.

2. Особенности ортогонализации эквидистантно смещенных импульсных характеристик нормированного фильтра-прототипа

НФП характеризуется временем переходного процесса (длительностью импульсной характеристики) $t_{ux} \cong 5\tau_{\max}$, где $\tau_{\max}$ — максимальная постоянная времени, соответствующая минимальному затуханию $\sigma_{\min}$, которое, в свою очередь, соответствует i -му корню p_i характеристического уравнения НФП: $p_i = \sigma_{\min} + j\omega_i$.

Тогда интервал смещения α импульсных характеристик, который позволяет получить квазиортогональную систему функций, определяется как

$$\alpha = \frac{t_{ux}}{N} = \frac{5\tau_{\max}}{N} = \frac{5}{\sigma_{\min} N}.$$

Выбор интервала ортогональности T_u в общем случае может быть произвольным. Его величина выбирается исходя из условий конкретной решаемой задачи.

Примем $T_u = t_{ux}$. В этом случае комплексный коэффициент передачи НФП описывается с помощью выражений, используемых при аппроксимации идеальных фильтров (Чебышева, Баттерворта, Бесселя и др.).

3. Условия ортогональности эквидистантно смещенных импульсных характеристик НФП

Импульсная характеристика $g(t)$ НФП записывается в виде

$$g(t) = 1(t) \sum_{k=1}^N A_k e^{(\sigma_k + j\omega_k)t} = 1(t) \sum_{k=1}^N A_k e^{p_k t}, \quad (1)$$

где $1(t)$ — функция Хевисайда.

Система функций, получаемых при смещении $g(t)$ на интервалы времени, кратные α , определяется соотношением

$$\varphi_n(t) = g(t - n\alpha) = 1(t - n\alpha) \sum_{k=1}^N A_k e^{(\sigma_k + j\omega_k)(t - n\alpha)},$$

где $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$.

Согласно [1] вес $\rho(t)$ ортогональности функций $\varphi_n(t)$, удовлетворяющий условию минимальной энергии, записывается как

$$\rho(t) = \sum_{m=0}^{N-1} \lambda_m \varphi_0(t) \varphi_m(t) = \sum_{m=0}^{N-1} \lambda_m g(t) g(t - m\alpha),$$

где λ_m — неизвестные коэффициенты.

Условия ортогональности представляются в виде

$$\int_0^{t_{ux}} g(t) g(t + n\alpha) \sum_{m=0}^{N-1} \lambda_m g(t) g(t + m\alpha) dt = \begin{cases} 1, & n = 0, \\ 0, & n \neq 0. \end{cases} \quad (2)$$

Подстановка (1) в (2) дает

$$\begin{aligned} \int_0^{t_{ux}} \sum_{k=1}^N A_k e^{p_k t} \sum_{k=1}^N A_k e^{p_k(t+n\alpha)} \sum_{m=0}^{N-1} \lambda_m \left\{ \sum_{k=1}^N A_k e^{p_k t} \sum_{k=1}^N A_k e^{p_k(t+m\alpha)} \right\} dt = \\ = \begin{cases} 1, & n = 0, \\ 0, & n \neq 0. \end{cases} \end{aligned} \quad (3)$$

Система уравнений (3) позволяет определить неизвестные λ_m .

4. Преобразование НФП в фильтр нижних частот

Преобразование передаточной функции НФП $K_{НФП}(p)$ в передаточную функцию ФНЧ $K_{ФНЧ}(p)$ с частотой среза ω_c по уровню 3 дБ

осуществляется путем формальной замены p на $\frac{p}{\omega_c}$:

$$K_{\Phi_{HЧ}}(p) = \prod_{l=1}^N \frac{1}{\frac{p}{\omega_c} - p_l} = \prod_{l=1}^N \frac{\omega_c}{p - \omega_c p_l} = \omega_c^N \prod_{l=1}^N \frac{1}{p - \omega_c p_l}.$$

Таким образом, корни $\hat{p}_k$ характеристического уравнения ФНЧ зависят от корней p_k характеристического уравнения НФП следующим образом:

$$\hat{p}_k = \omega_c p_k = \sigma_k \omega_c + j \omega_k \omega_c.$$

Длительность переходного процесса в ФНЧ равна

$$\hat{t}_{ux} = \frac{5}{\hat{\sigma}_{\min}} = \frac{5}{\sigma_{\min} \omega_c} = \frac{t_{ux}}{\omega_c}.$$

Величина интервала смещения $\hat{\alpha}$ импульсных характеристик ФНЧ определяется как

$$\hat{\alpha} = \frac{\hat{t}_{ux}}{N} = \frac{t_{ux}}{N \omega_c} = \frac{5}{\sigma_{\min} \omega_c N} = \frac{\alpha}{\omega_c}.$$

Импульсная характеристика ФНЧ имеет вид

$$\hat{g}(t) = 1(t) \sum_{k=1}^N A_k e^{p_k \omega_c t}.$$

Система функций, полученных при смещении $\hat{g}(t)$ на интервалы времени, кратные $\hat{\alpha}$, определяется соотношением

$$\hat{\phi}_n(t) = \hat{g}(t - n\hat{\alpha}) = 1(t - n\frac{\alpha}{\omega_c}) \sum_{k=1}^N A_k e^{p_k \omega_c (t - n\frac{\alpha}{\omega_c})}.$$

Вес $\hat{\rho}(t)$ ортогональности функций $\hat{\phi}_n(t)$ имеет вид

$$\hat{\rho}(t) = \sum_{m=0}^{N-1} \hat{\lambda}_m \hat{\phi}_0(t) \hat{\phi}_m(t) = \sum_{m=0}^{N-1} \hat{\lambda}_m \hat{g}(t) \hat{g}(t - m\frac{\alpha}{\omega_c}).$$

Условия ортогональности $\hat{\phi}_n(t)$ после преобразования запишутся

$$\int_0^{\frac{t_{ux}}{\omega_c}} \sum_{k=1}^N A_k e^{p_k \omega_c t} \sum_{k=1}^N A_k e^{p_k (\omega_c t + n\alpha)} \sum_{m=0}^{N-1} \hat{\lambda}_m \left\{ \sum_{k=1}^N A_k e^{p_k \omega_c t} \sum_{k=1}^N A_k e^{p_k (\omega_c t + m\alpha)} \right\} dt = \begin{cases} 1, & n=0, \\ 0, & n \neq 0. \end{cases}$$

Введем замену $\tau = t \omega_c$. Тогда $t = \frac{\tau}{\omega_c}$, $dt = \frac{1}{\omega_c} d\tau$. И если $t = \frac{t_{ux}}{\omega_c}$, то

$\tau = t_{ux}$. Отсюда получаем:

$$\frac{1}{\omega_c} \int_0^{t_{ux}} \sum_{k=1}^N A_k e^{p_k \tau} \sum_{k=1}^N A_k e^{p_k (\tau + n\alpha)} \sum_{m=0}^{N-1} \hat{\lambda}_m \left\{ \sum_{k=1}^N A_k e^{p_k \tau} \sum_{k=1}^N A_k e^{p_k (\tau + m\alpha)} \right\} d\tau =$$

$$= \begin{cases} 1, & n = 0, \\ 0, & n \neq 0. \end{cases} \quad (4)$$

Выражения (4) и (3) совпадают при условии, что $\lambda_k = \hat{\lambda}_k$.

Таким образом, преобразование НФП и ФНЧ с частотой среза ω_c по уровню 3 дБ не изменяет условия ортогональности эквидистантно смещенных импульсных характеристик.

5. Преобразование НФП в полосовой фильтр

Преобразование передаточной функции НФП $K_{НФП}(p)$ в передаточную функцию ПФ $K_{ПФ}(p)$ с полосой пропускания $\Delta\omega$ по уровню 3 дБ и центральной частотой ω_0 осуществляется путем формальной замены p на $\frac{p^2 + \omega_0^2}{\Delta\omega p}$. Заметим, что $\Delta\omega = 2\omega_c$ (ω_c понимается в смысле п. 4).

В этом случае порядок ПФ $N_{ПФ} = 2N$, а корню p_k характеристического уравнения НФП соответствуют два корня $\hat{p}_{k1}$ и $\hat{p}_{k2}$ характеристического уравнения ПФ.

Число эквидистантно смещенных импульсных характеристик ПФ порядка $2N$, которые можно ортогонализировать путем подбора веса $\rho(t)$, не меньше N .

В работе [1] показано, что при выполнении условия $\omega_0 \hat{\alpha} = 2\pi l$ ($l \in N$) можно ортогонализировать только N функций $\varphi_n(t)$, а если это условие не выполняется, то ортогонализации подлежат $2N$ функций $\varphi_n(t)$.

Импульсная характеристика ПФ имеет вид

$$\hat{g}(t) = \sum_{k=1}^N A_k e^{(p_k \omega_c + j\omega_0)t} + \sum_{k=1}^N A_k e^{(p_k \omega_c - j\omega_0)t} = (e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}) \sum_{k=1}^N A_k e^{p_k \omega_c t}.$$

Система функций, полученных при смещении $\hat{g}(t)$ на интервалы времени, кратные $\hat{\alpha}$, при условии $\frac{\omega_0 \alpha}{\omega_c} = 2\pi m$ (m — целое число), определяется соотношением

$$\hat{\varphi}_n(t) = \sum_{k=1}^N A_k e^{p_k \omega_c (t - n \frac{\alpha}{\omega_c})} (e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}).$$

Вес ортогональности функций $\hat{\varphi}_n(t)$ запишется как

$$\hat{\rho}(t) = \sum_{m=0}^{N-1} \hat{\lambda}_m \hat{\varphi}_0(t) \hat{\varphi}_m(t) = \sum_{m=0}^{N-1} \hat{\lambda}_m \sum_{k=1}^N A_k e^{p_k \omega_c t} \sum_{k=1}^N A_k e^{p_k \omega_c (t - m \frac{\alpha}{\omega_c})} (e^{j2\omega_0 t} + e^{-j2\omega_0 t} + 2)$$

Условия ортогональности $\hat{\varphi}_n(t)$ определяются соотношением

$$\frac{6}{\omega_c} \int_0^{t_{ux}} \sum_{k=1}^N A_k e^{p_k \tau} \sum_{k=1}^N A_k e^{p_k (\tau + n\alpha)} \sum_{m=0}^{N-1} \hat{\lambda}_m \sum_{k=1}^N A_k e^{p_k \tau} \sum_{k=1}^N A_k e^{p_k (\tau + m\alpha)} d\tau = \begin{cases} 1, & n = 0, \\ 0, & n \neq 0. \end{cases} \quad (5)$$

Выражение (5) совпадает с выражением (3) при $\hat{\lambda}_m = \lambda_m$.

Таким образом, преобразование НФП и ПФ с полосой пропускания $\Delta\omega$, определяемой по уровню 3 дБ, не изменяет условия ортогональности эквидистантно смещенных импульсных характеристик. При этом необходимо соблюдение условий

$$\omega_0 \hat{\alpha} = 2\pi l, \quad \hat{\alpha} = \frac{\hat{t}_{ux}}{N}. \quad (6)$$

Невыполнение (6) ведет к изменению условий ортогональности и к необходимости определять коэффициенты $\hat{\lambda}_m$. Однако если $\hat{\lambda}_m$ определены для ПФ порядка $2N$, который можно считать прототипом, то условия ортогональности не изменятся в случае преобразования этого прототипа в ПФ с другой полосой пропускания и центральной частотой, но того же порядка.

6. Расчет предельной скорости передачи информации

Предельная скорость передачи информации по каналу связи в виде НФП равна

$$R = \frac{1}{\alpha} = \frac{\sigma_{\min} N}{5}. \quad (7)$$

С учетом (7) предельная скорость передачи информации в канале связи в виде ФНЧ с частотой среза по уровню 3 дБ ω_c равна

$$\hat{R} = \frac{1}{\hat{\alpha}} = \frac{\sigma_{\min} \omega_c N}{5}. \quad (8)$$

В случае канала связи, аппроксимируемого ПФ, будем считать, что ортогонализации подлежат N функций $\varphi_n(t)$. Предельная скорость передачи информации в канале связи в виде ПФ с полосой пропускания по уровню 3 дБ $\Delta\omega$ и центральной частотой ω_0 равна

$$\hat{R} = \frac{1}{\hat{\alpha}} = \frac{\sigma_{\min} \Delta\omega N}{5}. \quad (9)$$

Рассмотрим случай, когда канал связи сформирован парой фильтров. Фильтр передатчика имеет порядок N . Фильтр приемника является согласованным с импульсной характеристикой фильтра передатчика. Порядок этого фильтра также равен N .

Комплексный коэффициент передачи канала связи в этом случае имеет вид

$$K_K(j\omega) = K(j\omega)K(-j\omega) = K^2(\omega), \quad (10)$$

где $K(j\omega)$ — комплексный коэффициент передачи фильтра передатчика, $K(\omega)$ — АЧХ фильтра передатчика.

Из выражения (10) следует, что канал связи можно представить в виде фильтра порядка $2N$. Минимальное затухание этого фильтра $\hat{\sigma}_{\min}$ равно минимальному затуханию фильтра передатчика. Поскольку импульсная характеристика канала связи является корреляционной функцией импульсной характеристики фильтра передатчика, то длительность переходного процесса в канале связи в 2 раза больше, чем длительность переходного процесса в фильтре передатчика.

Однако, учитывая четность импульсной характеристики канала связи, условие ортогональности на интервале времени от 0 до t_{ix} можно выполнить для $2N$ базисных функций.

В этом случае интервал смещения базисных функций определяется как

$$\hat{\alpha} = \frac{5}{2\Delta\omega\sigma_{\min}N} = \frac{\alpha}{2\Delta\omega}.$$

Предельная скорость передачи информации в рассматриваемом канале связи равна

$$\hat{R} = \frac{1}{\hat{\alpha}} = \frac{2\sigma_{\min}\Delta\omega N}{5} = \frac{2\Delta\omega}{\alpha}. \quad (11)$$

Приведем выражение для предельной скорости передачи, которую обеспечивают каналы связи в виде фильтров Найквиста:

$$R_H = \frac{\Delta\omega}{\pi(1+r)},$$

где r — коэффициент сглаживания.

Зависимость отношения R_H к $\Delta\omega$ от r показана в таблице 1.

Таблица 1. Зависимость R_H от r .

Table 1. The dependence of R_H from r

r	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
$\frac{R_H}{\Delta\omega}$	0,32	0,29	0,27	0,24	0,23	0,21	0,2	0,19	0,18	0,17	0,16

Если НФП для фильтра передатчика является нормированный ФНЧ Баттерворта N -го порядка, то согласно [2] его затухания определяются как

$$\sigma_k = -\sin \frac{2k-1}{2N} \pi.$$

Тогда $\sigma_{\min} = -\sin \frac{\pi}{2N}$, и при больших N имеем

$$\sigma_{\min} = -\frac{\pi}{2N}.$$

В соответствии с (8) отношение предельной скорости передачи сигналов к частоте среза по уровню 3 дБ в канале связи в виде ФНЧ равно

$$\frac{\hat{R}}{\omega_c} = \frac{\sigma_{\min} N}{5} = \frac{\pi}{10} \approx 0,31.$$

В соответствии с (9) отношение предельной скорости передачи сигналов к полосе пропускания по уровню 3 дБ в канале связи в виде ПФ равно

$$\frac{\hat{R}}{\Delta\omega} = \frac{\sigma_{\min} N}{5} = \frac{\pi}{10} \approx 0,31.$$

Согласно (11) отношение предельной скорости передачи сигналов к полосе пропускания по уровню 3 дБ в канале связи, образованном парой фильтр передатчика — согласованный фильтр, равно

$$\frac{\hat{R}}{\Delta\omega} = \frac{2\sigma_{\min} N}{5} = \frac{\pi}{5} \approx 0,62.$$

7. Особенности структурных схем систем передачи информации

Рассматриваемый подход позволяет построить систему передачи информации, принцип работы которой поясняется с помощью структурной схемы канала приема символа a_k , показанной на рисунке 1. Кодер передатчика вырабатывает последовательность коротких импульсов $\delta(t - jT)$, уровни которых, в зависимости от передаваемого бита информации, принимают значения a_j и которые смещены на интервалы времени, кратные α

$$y_1(t) = \sum_j a_j \delta(t - j\alpha).$$

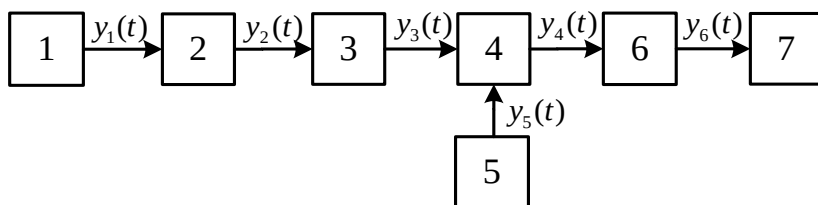


Рис. 1. Структурная схема системы передачи информации
(1 — кодер передатчика, 2 — выходной фильтр передатчика, 3 — входной фильтр приемника, 4 — множитель, 5 — генератор опорного сигнала, 6 — интегратор, 7 — решающая схема).

Fig. 1. The block diagram of an information transmission system
(1 – coder transmitter, 2 – output transmitter filter, 3 – input filter for a receiver, 4 – multiplier, 5 – generator reference signal, 6 – integrator, 7 – decisive scheme)

При наличии в канале связи реализации шума $n(t)$ входной сигнал фильтра приемника равен сумме последовательности взвешенных информационными параметрами эквидистантно смещенных импульсных характеристик $\tilde{g}_1(t - j\alpha)$ фильтра передатчика и шума

$$y_2(t) = \sum_j a_j \tilde{g}_1(t - j\alpha) + n(t).$$

Примем, что входной фильтр приемника согласован с импульсной характеристикой выходного фильтра передатчика, поэтому

$$y_3(t) = \sum_j a_j R_1(t - j\alpha) + \tilde{n}(t),$$

где $R_1(t)$ — корреляционная функция импульсной характеристики $\tilde{g}_1(t)$, $\tilde{n}(t)$ — шумовая компонента.

Поскольку принимается информационный символ a_k , то генератор опорного сигнала вырабатывает колебание вида

$$y_5(t) = a_k R_1(t - k\alpha) \rho(t),$$

где $\rho(t)$ — вес ортогональности функций $R_1(t - k\alpha)$.

Оценка информационного символа $\hat{a}_k$ на выходе интегратора без учета квадратурных переходов между каналами приемника записывается в виде

$$\begin{aligned} y_6(t) = \hat{a}_k = & \int_{k\alpha}^{k\alpha+t_{ix}} a_k R_1(t - k\alpha) \rho(t) \sum_{j=-\infty}^k a_j R_1(t - j\alpha) dt + \\ & + \int_{k\alpha}^{k\alpha+t_{ix}} a_k R_1(t - k\alpha) \rho(t) \tilde{n}(t) dt. \end{aligned} \quad (12)$$

Можно показать, что в силу квазиортогональности функций $R_1(t - k\alpha)$ с весом $\rho(t)$ $2N$ последних слагаемых в сумме выражения (12) равны нулю, поэтому

$$\begin{aligned} y_6(t) = \hat{a}_k = & \int_{k\alpha}^{k\alpha+t_{ix}} a_k R_1(t - k\alpha) \rho(t) \sum_{j=-\infty}^{k-N} a_j R_1(t - j\alpha) dt + \\ & + \int_{k\alpha}^{k\alpha+t_{ix}} a_k R_1(t - k\alpha) \rho(t) \tilde{n}(t) dt = a_k^2 + a_k \sum_{\substack{j=-\infty \\ j \neq k}}^{k-N} a_j I_{1j}(\alpha) + a_k \xi(\alpha), \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} I_{1j}(\alpha) &= \int_{k\alpha}^{k\alpha+t_{ix}} R_1(t - j\alpha) R_1(t - k\alpha) \rho(t) dt, \\ \xi(\alpha) &= \int_{k\alpha}^{k\alpha+t_{ix}} R_1(t - k\alpha) \rho(t) \tilde{n}(t) dt. \end{aligned}$$

8. Особенности расчета помехоустойчивости систем передачи информации

Будем считать, что шум в канале связи является белым гауссовым шумом. Поэтому шум на выходе согласованного фильтра рассматриваемого канала приемного устройства является гауссовым с нулевым средним и дисперсией, равной

$$D_{\phi} = \frac{N_0}{2} R_1(0),$$

где N_0 — спектральная плотность мощности белого шума.

Дисперсия шума на выходе интегратора записывается как

$$D_{\kappa} = D_{\phi} \int_{k\alpha}^{k\alpha+t_{\text{ux}}} R_1^2(t) \rho^2(t) dt = \frac{N_0}{2} R_1(0) \int_{k\alpha}^{k\alpha+t_{\text{ux}}} R_1^2(t) \rho^2(t) dt = \frac{N_0}{2} R_1(0) D_R,$$

где

$$D_R = \int_{k\alpha}^{k\alpha+t_{\text{ux}}} R_1^2(t) \rho^2(t) dt.$$

Оценка координаты $\hat{a}_k$ без учета квадратурных переходов запишется как

$$\hat{a}_k = a_k^2 + X_k(\alpha) + a_k \sqrt{D_{\kappa}}.$$

где $X_k(\alpha) = a_k \sum_{\substack{j=-\infty \\ j \neq k}}^{k-N} a_j I_{1j}(\alpha)$ — отсчет МСИ в рассматриваемой системе передачи информации.

В случае передачи информации противоположными сигналами

$$a_k = \sqrt{\frac{E_k}{E_g}},$$

где E_k — энергия k -го сигнала, $E_g = \int_0^{t_{\text{ux}}} \tilde{g}_1^2(t) dt$ — энергия импульсной характеристики выходного фильтра передатчика.

Получаем

$$\hat{a}_k = \frac{E_k}{E_g} + X_k(\alpha) + \sqrt{\frac{E_k}{E_g}} \sqrt{D_{\kappa}}.$$

В идеальном случае $X_k(\alpha) = 0$, тогда

$$\hat{a}_k = \frac{E_k}{E_g} + \sqrt{\frac{E_k}{E_g}} \sqrt{D_{\kappa}}.$$

Отношение сигнал — шум на входе решающего устройства равно

$$\rho_\rho = \frac{\frac{E_k}{E_g}}{\sqrt{\frac{E_k}{E_g}} \sqrt{D_k}} = \sqrt{\frac{E_k}{E_g}} \frac{1}{\sqrt{\frac{N_0}{2} R_1(0) \int_{kT}^{kT+\alpha} R_1^2(t) \rho^2(t) dt}} = \sqrt{\frac{2E_k}{N_0}} \frac{1}{E_g \sqrt{D_R}}.$$

Здесь учтено, что $R_1(0) = E_g$.

Вероятность ошибки определяется как

$$P_{\text{io}} = \frac{1}{2^Q} \sum_{l=1}^{2^Q} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty e^{-\frac{u^2}{2}} du \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{2E_k}{N_0} \frac{1 + \hat{X}_l(\alpha)}{E_g \sqrt{D_R}}}}.$$

В идеальном случае, когда все функции $R_1(t - kT)$ ортогональны, имеем

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty e^{-\frac{u^2}{2}} du \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{2E_k}{N_0} \frac{1}{E_g \sqrt{D_R}}}}.$$

Выигрыш в помехоустойчивости от применения предлагаемой системы зависит от отношений

$$\frac{\rho_\rho}{\rho_0} = \frac{\sqrt{\frac{2E_k}{N_0}} \frac{1}{E_g \sqrt{D_R}}}{\sqrt{\frac{2E_k}{N_0} \left(1 - \frac{\hat{X}_l(\alpha)}{E_g}\right)}} = \frac{1}{\sqrt{D_R} (E_g - \hat{X}_l(\alpha))}, \quad (13)$$

где $\hat{X}_l(\alpha)$ — отсчет МСИ в классической системе передачи информации.

Если учитывается только максимальное значение отсчета МСИ $\hat{X}_{\text{max}_l}(\alpha)$, то можно записать

$$\frac{\rho_\rho}{\rho_0} = \frac{1}{\sqrt{D_R} (E_g - \hat{X}_{\text{max}_l}(\alpha))}. \quad (14)$$

Как следует из выражений (13) и (14), выигрыш в помехоустойчивости от применения предлагаемой системы зависит от значений отсчетов МСИ, энергии импульсной характеристики передающего фильтра и величины параметра D_R .

Для примера оценим вероятности ошибки приема информации, передаваемой противоположными сигналами по каналу связи с гауссовым шумом и межсимвольной интерференцией. Система передачи информации содержит фильтр передатчика в виде НФП Баттерворта 2-го порядка, а на приемном конце имеет коррелятор.

На рисунке 2а в логарифмическом масштабе показаны графики зависимости вероятностей ошибки от отношения сигнал — шум для предлагаемого устройства (кривая 1) и классического приемника (кривая 2) для скорости передачи информации, равной порогу Найквиста.

На рисунке 2б в логарифмическом масштабе показаны графики зависимости вероятностей ошибки от отношения сигнал — шум для предлагаемого устройства (кривая 1) и классического приемника (кривая 2) для скорости передачи информации, равной удвоенному порогу Найквиста.

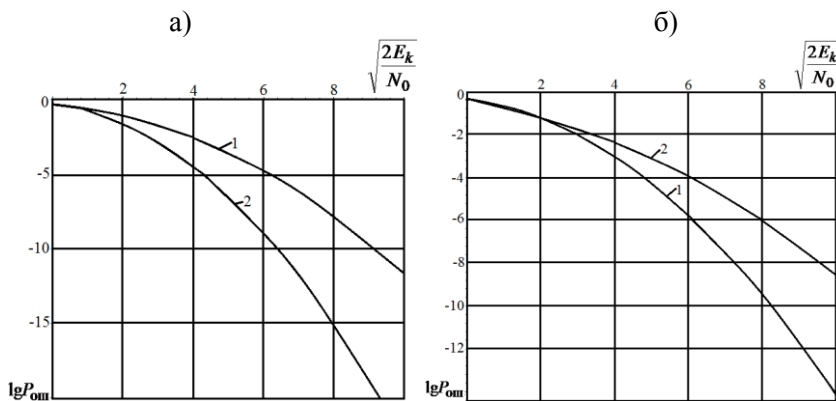


Рис. 2. Графики зависимости вероятностей ошибки от отношения сигнал — шум для предлагаемого устройства и классического приемника.

Fig. 2. Diagrams of dependence of error probability vs. the signal-to-noise ratio for the proposed device and the classic receiver

9. Заключение

Выполненные расчеты показывают, что преобразование НФП в ФНЧ с частотой среза ω_c по уровню 3 дБ не изменяет условия ортогональности эквидистантно смещенных импульсных характеристик.

При соответствующем выборе соотношений между центральной частотой ПФ, интервалом смещения и длительностью импульсных характеристик можно получить условия ортогональности последних, эквивалентные предыдущему случаю. При невыполнении указанных соотношений

условия ортогональности импульсных характеристик ПФ заданного порядка можно получить, зная условия ортогональности импульсных характеристик любого ПФ такого же порядка. При этом необходимо, чтобы оба эти фильтра имели одинаковую математическую аппроксимацию.

Предельная скорость передачи информации в каналах связи с заданной полосой пропускания по уровню 3 дБ прямо пропорциональна произведению значения полосы пропускания, минимального затухания нормированного ФНЧ-прототипа и порядка ЛИВ-системы, аппроксимирующей канал связи.

Ортогонализация эквидистантно смещенных импульсных характеристик каналоформирующего оборудования позволяет повысить предельную скорость передачи сигналов. Использование канала связи, представленного парой фильтр передатчика — согласованный фильтр, позволяет вдвое повысить предельную скорость передачи сигналов, по сравнению с пределом Найквиста.

Расчеты, проведенные для случая, когда скорость передачи информации равна пределу Найквиста, показывают, что классический приемник обладает большей помехоустойчивостью, по сравнению с предлагаемым.

Если скорость передачи информации вдвое превышает предел Найквиста, то классический приемник обладает меньшей помехоустойчивостью, по сравнению с предлагаемым.

Список литературы

1. Дегтярев А. Н. Ортогонализация функций и повышение помехоустойчивости высокоскоростных систем передачи информации. М.: Инфра-М, 2015. 152 с.
2. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры: расчет и реализация. М.: Мир, 1982. 592 с.

References

- [1] A. N. Degtyaryov, *Ortogonalizatsiya funktsii i povyshenie pomekhoustoichivosti vysokoskorostnykh sistem peredachi informatsii* [Orthogonalization functions and increase of the noise immunity of high speed transmission systems]. Moscow: Infra-M, 2015. (In Russ.).
- [2] H. Y.-F. Lam, *Analog and digital filters: design and realization*. Moscow: Mir, 1982. (In Russ.).

Матрицы нанопроводов из антимонида индия и их применения

¹Обухов И. А., ^{2,3}Горох Г. Г., ²Лозовенко А. А., ⁴Смирнова Е. А.

¹*НПП «Системные Ресурсы»*

Московская обл., 142717, Российская Федерация

i_obukhov@systemres.ru

²*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь*

gorokh@bsuir.by

³*Университет информационных технологий, механики и оптики (ИТМО)
Кронверкский просп., 49, Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация*

⁴*Физический факультет,*

*Московский государственный университет им. М. В. Ломоносова
Ленинские горы, 1, Москва, 119991, Российская Федерация*

Статья поступила 29 августа 2016 г.

Аннотация: *Описаны методы изготовления матриц нанопроводов из антимонида индия в регулярных порах анодного оксида алюминия с различными металлическими контактами. Показано, что на основе этих матриц могут быть созданы генераторы электромагнитного излучения терагерцевого диапазона частот, охлаждающие покрытия, фотопреобразователи для далекой инфракрасной и субмиллиметровой областей спектра.*

Ключевые слова: нанопровод, антимонид индия, анодный оксид алюминия, СВЧ-генератор, терагерц, нанохолодильник, фотопреобразователь.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Матрицы нанопроводов из антимонида индия и их применения / Обухов И. А., Горох Г. Г., Лозовенко А. А., Смирнова Е. А. // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2018. Т. 1, № 1. С. 78—94.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Матрицы нанопроводов из антимонида индия и их применения / И. А. Обухов, Г. Г. Горох, А. А. Лозовенко, Е. А. Смирнова // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2018. — Т. 1, № 1. — С. 78—94.

Matrices of indium antimonide nanowires and their applications

I. A. Obukhov¹, G. G. Gorokh^{2,3}, A. A. Lozovenko², and E. A. Smirnova⁴

¹Research & Development Company "System Recourses"

Moscow Region, 142717, Russian Federation

i_obukhov@systemres.ru

²Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics,

6, P. Brovka Str., Minsk, 220013, Republic of Belarus

gorokh@bsuir.by

³ITMO University

49, Kronversky Ave., St. Petersburg, 197101, Russian Federation

⁴Faculty of Physics,

Lomonosov Moscow State University

1, Leninskie Gory, Moscow, 119991, Russian Federation

Received on August 29, 2016

Abstract: The methods of manufacturing the matrices of the indium antimonide nanowires in regular pores of anodic alumina with various metal contacts on the different substrates have been described. It is shown, that on the basis of such matrices it is possible to create terahertz electromagnetic radiation generators as well as cooling coatings and solar cells for far-infrared and submillimeter regions of the spectrum.

Keywords: nanowire, indium antimonide, anodic alumina matrices, microwave generator, terahertz, nanocooler, photoconverter.

For citation (IEEE): I. A. Obukhov, G. G. Gorokh, A. A. Lozovenko, and E. A. Smirnova, "Matrices of nanowires of indium antimonide and their applications," *Infocommunications and Radio Technologies*, 2018, vol. 1, no. 1, pp. 78–94. (In Russ.).

doi: 10.15826/icrt.2018.01.1.06

1. Введение

Уникальные свойства антимонида индия (*InSb*) делают этот материал одним из целевых для электроники сверхвысоких частот, ориентированной на низкое энергопотребление [1, 2]. Благодаря малой эффективной массе электронов проводимости, при комнатной температуре на электрические характеристики структур из *InSb* с размерами 60 нм и меньше существенно влияет размерное квантование [1, 3].

Современные технологии позволяют формировать в регулярных порах матриц анодного оксида алюминия (АОА) нанопровода из *InSb* с диаметром

от 30 нм [4, 5, 6, 7, 8]. Таким образом, имеется возможность использовать на практике размерное квантование энергии электронов в этих объектах.

На рис. 1 схематично изображен нанопровод, а на рис. 2 показаны характерные потенциальные рельефы для электронов в такой структуре при различных поперечных размерах проводящего канала. Границы контактов с проводящим каналом представляют собой гетеропереходы. Проводящий канал при поперечном сечении $L_{\perp} < L_{dq}$ оказывается потенциальным барьером для электронов, высота которого регулируется величиной $L_{\perp}$. Чем меньше поперечное сечение, тем выше барьер и, соответственно, меньше концентрация электронов в канале [3].

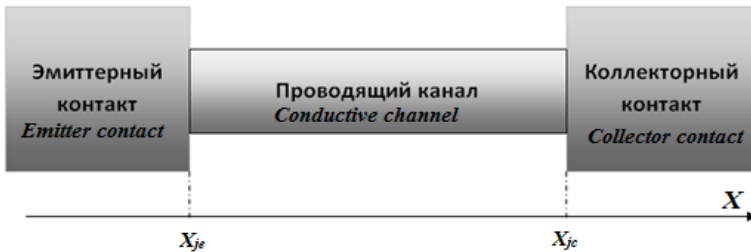


Рис. 1. Нанопровод — структура, состоящая из проводящего канала и двух контактов [3].

Fig. 1. Nanowire is a structure consisting of a conductive channel and two contacts [3]

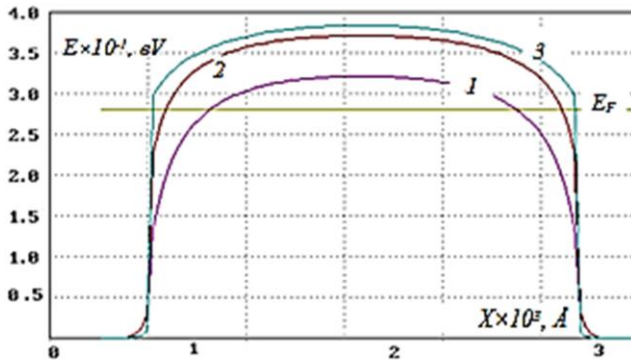


Рис. 2. Потенциальные рельефы для электронов в нанопроводе при нулевом приложенном напряжении, комнатной температуре и различных поперечных размерах проводящего канала $L_{\perp}$: 1 — $L_{\perp} = L_{dq}/2$; 2 — $L_{\perp} = L_{dq}/3$; 3 — $L_{\perp} = L_{dq}/4$. L_{dq} — длина размерного квантования [3].

Fig. 2. Potential reliefs for the electrons in a nanowire at zero applied voltage, room temperature and different transverse dimensions of the conductive channel $L_{\perp}$: 1 — $L_{\perp} = L_{dq}/2$; 2 — $L_{\perp} = L_{dq}/3$; 3 — $L_{\perp} = L_{dq}/4$. L_{dq} is dimensional quantization length [3]

Указанными зависимостями можно воспользоваться для проектирования функциональных электронных устройств на основе нанопроводов. При этом следует учитывать, что протекание тока через гетеропереходы приводит к появлению неравновесных электронов [3]. Их свойства положены в основу функционирования рассмотренных здесь приборов.

2. Формирование нанопроводов в матрице анодного оксида алюминия

Нанопровода из *InSb* в матрицах АОА могут быть сформированы на различных подложках: стеклянных, диэлектрических или полупроводниковых, а также на свободных мембранах и подложках из пористого оксида алюминия [4, 5, 6, 7, 8]. Диаметры пор в матрицах АОА и толщина самого оксида задаются заранее, исходя из технических требований к создаваемому устройству.

Методика приготовления матриц АОА, предназначенных для формирования в них нанопроводов, размер пор, а также технология синтеза проводящих каналов нанопроводов и материал контактов определяют свойства и характеристики матричных структур. На рис. 3 схематично показаны последовательности технологических процессов формирования нанопроводов *InSb* в порах тонких матриц АОА на кремниевых подложках (рис. 3а) и в нанопористых подложках из АОА (рис. 3б). В последнем случае отношение длины проводящих каналов нанопроводов к их диаметру может достигать тысячи и более.

Электрохимическое осаждение антимонида индия в поры матриц АОА непосредственно на поверхность кремния или на поверхность металлов осуществляется в хлоридном электролите следующего состава: водный раствор 0,1 М $SbCl_3$, 0,15 М $InCl_3$, 0,36 М лимонная кислота и 0,17 М цитрат калия, доведенный до значения pH 2,0 20 % раствором HCl [9]. Осаждение *InSb* проводится в комбинированном режиме при переменном токе (50 Гц) с плотностью 8 mA/cm^2 в течение 3 минут и постоянном токе с плотностью 4 mA/cm^2 в течение 20—50 минут при постоянном перемешивании раствора магнитной мешалкой. Катодный потенциал относительно электрода сравнения ($Ag/AgCl$) при осаждении на *n-Si*-подложки составляет 1,2—1,7 В, а при осаждении на металл — 0,7—0,9 В. Температуру электролита поддерживают в диапазоне 25 ± 1 °С.

Такая технология позволяет формировать регулярные массивы нанопроводов с диаметрами от 30 до 70 нм и расстояниями между порами 40—100 нм. Высота матриц может варьироваться от 200 нм до 50 мкм.

«Плотность упаковки» нанопроводов составляет 10^{10} – 10^{11} проводов на см^2 , а характерная площадь сечения проводящих каналов — 10^{-11} см^2 .

Электронно-микроскопические снимки матриц АОА на кремниевой подложке для осаждения нанопроводов, а также массив нанопроводов на подложке после селективного растворения матрицы АОА представлены на рис. 4. На рис. 5 показаны электронные микрофотографии подложки из АОА с нанопроводами *InSb* и сами нанопровода после селективного растворения подложки.

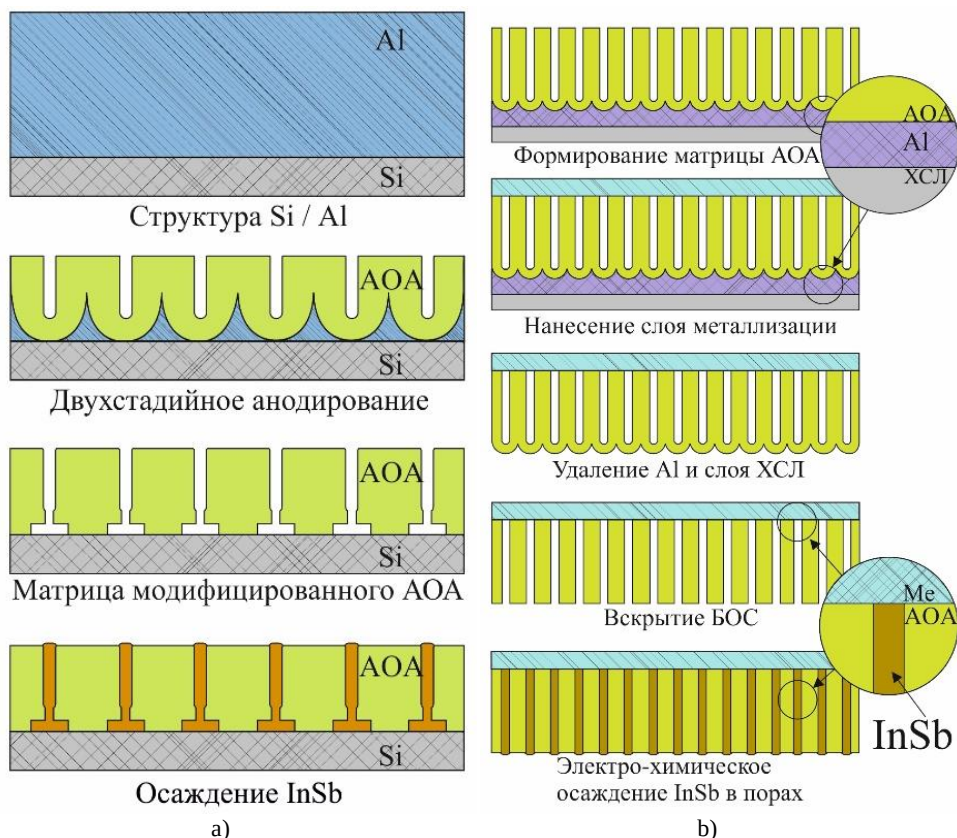


Рис. 3. Схематическое изображение последовательности технологических процессов формирования *InSb* нанопроводов в матрицах АОА на *n*-Si-подложках (а) и в порах нанопористых подложек из АОА (б).

Fig. 3. Schematic representation of the technological processes sequence of *InSb* nanowires formation on *n*-Si substrates with anodic alumina matrices (a) and in the pores of the anodic alumina substrates (b)

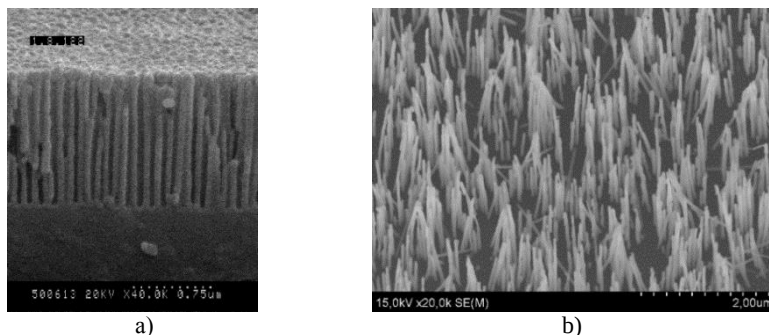


Рис. 4. Электронно-микроскопические снимки матриц АОА на кремниевой подложке для формирования матрицы нанопроводов (а) и массива нанопроводов *InSb* на подложке после селективного удаления матрицы АОА (б).

Fig. 4. SEM images of anodic alumina matrix cross-section on a silicon substrate (a) and *InSb* nanowire array on *Si* substrate after a selective removal of an anodic alumina matrix (b)

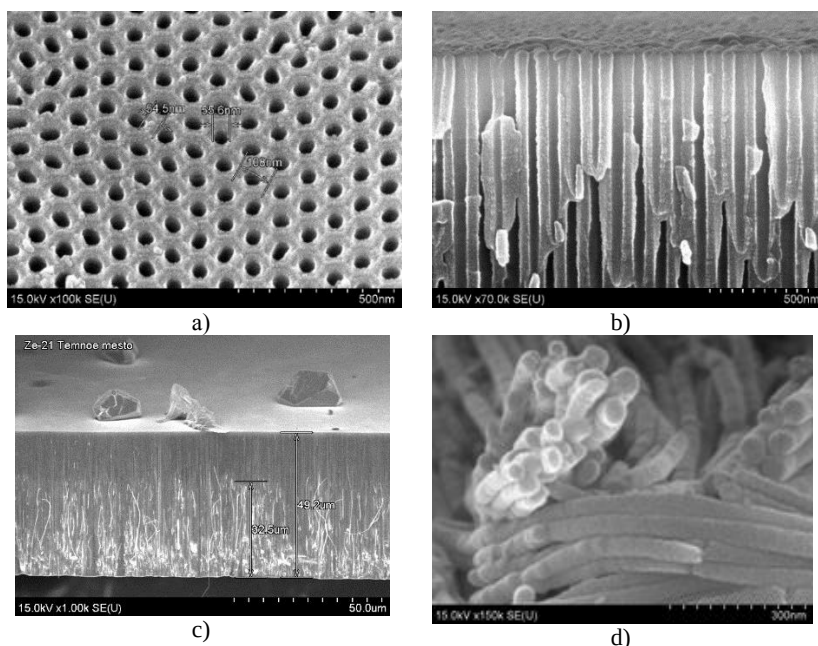


Рис. 5. Электронно-микроскопические снимки поверхности (а) и поперечного сечения матриц АОА (б), сечения подложки с осажденными *InSb* нанопроводами (с) и нанопроводов *InSb* после селективного удаления подложки АОА (д).

Fig. 5. SEM images of the surface (a) and the cross-section of AOA substrate (b), the cross section AOA substrate with deposited *InSb* nanowires (c), and the *InSb* nanowires after a selective removal of AOA substrate (d)

Методом электронно-зондового рентгеноспектрального микроанализа были проведены исследования состава *InSb* нанопроводов. Удалось определить, что в весовом выражении индий составляет 36,89 %, а сурьма — 63,11 %. Атомарное же соотношение этих элементов в составе наноструктур несколько иное — 38,26 % *In* и 61,74 % *Sb*. Полученные данные свидетельствуют о том, что *InSb* в нанопроводах находится в поликристаллическом состоянии [10, 11].

Важную роль в функционировании приборов на основе матриц нанопроводов играют переходы между контактными областями и проводящим каналом. Были сформированы контакты из различных материалов (никеля, меди и алюминия) и проведены измерения вольт-амперных характеристик (ВАХ) матриц нанопроводов *InSb* в АОА. Методика измерений описана в работе [11].

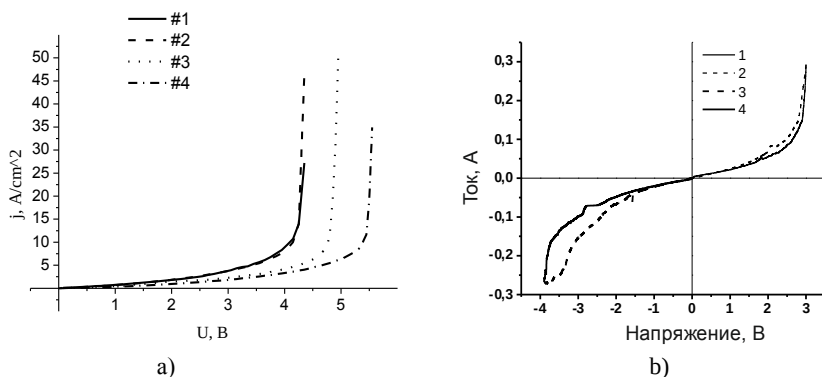


Рис. 6. ВАХ матрицы нанопроводов *InSb* с контактами из никеля (а) и меди (б) [11].

Fig. 6. CVC of *InSb* nanowires matrix with copper contacts (a) and with nickel contacts (b) [11]

На рис. 6 показаны ВАХ матриц нанопроводов *InSb* с контактами из никеля и меди. Измеренные ВАХ структур с контактами из никеля, представленные на рис. 6а, имели нелинейный вид, на них по степени нелинейности можно выделить три участка. Первый характеризуется слабой нелинейной зависимостью тока от напряжения: ток от 0 мА до 5 мА при увеличении напряжения от 0 В до порогового значения, равного 3—3,5 В. На втором участке при дальнейшем росте напряжения до 4—4,5 В коэффициент нелинейности становится максимальным, ток ускоренно возрастает до 15—20 мА. На третьем участке при незначительном приращении напряжения ток возрастает до своего максимального значения, при этом плотность тока через контакт, соединяющий около $1,025 \cdot 10^8$ нанопрово-

дов, составила $27,18 \text{ A/cm}^2$. Несмотря на то, что ВАХ, измеренные на разных контактах, имели одинаковый вид, границы обозначенных участков изменялись в пределах $\pm 0,5 \text{ В}$.

На ВАХ матриц с контактами из меди после первых включений произошла приработка контактных переходов *InSb/Cu*. ВАХ имели стабильный вид с экспоненциальной зависимостью тока от изменяющихся напряжений при прямом и обратном включениях (рис. 6б). Токи через нанопровода достигали 320 мА и были стабильны во времени, что соответствовало плотности тока $129,8 \text{ A/cm}^2$. На некоторых образцах наблюдались ВАХ с гистерезисом, который пропадал после проведения нескольких серий измерений. Это явление связано, по-видимому, с наличием окиси и закиси меди и миграцией кислорода в приконтактном слое матрицы [11].

ВАХ структуры с алюминиевыми контактами имели вид, похожий на ВАХ структуры с медными контактами, представленной на рис. 6б. Плотность тока в таких структурах составляла около 100 A/cm^2 . На характеристике имелись изломы, которые можно объяснить нагревом образца.

Эксперименты на образцах с контактами из золота продолжаются до настоящего времени. Они дают надежду на получение плотностей тока, близких к значениям 10^4 — 10^5 A/cm^2 , которые были рассчитаны в работе [1] и измерены для единичного нанопровода из *InSb* авторами работы [12]. Получение высоких плотностей токов будет свидетельствовать о достаточном совершенстве исследуемых структур и о возможности реализации на их основе предлагаемых ниже приборных конструкций.

3. Испарительная эмиссия и охлаждение эмиттерного контакта

В проводящих каналах нанопроводов с сечением, меньшим L_{dq} , собственная концентрация электронов существенно меньше, чем в объемном материале. При этом измеряемая плотность тока значительно превышает ожидаемые для таких концентраций значения. Эта особенность объясняется инжекцией дополнительных электронов из эмиттерного контакта в проводящий канал нанопровода [3].

Как показано в работе [13], такая инжекция эквивалентна испарительной эмиссии. Она должна приводить к охлаждению эмиттерного контакта и нагреванию коллекторного. На гетеропереходе между эмиттерным контактом и проводящим каналом нанопровода реализуется эффект Пельтье.

Результаты расчета температуры эмиттерного контакта единичного нанопровода как функции приложенного напряжения представлены на рис. 7. Предполагается, что объем охлаждаемого контакта в 100 раз больше, чем объем проводящего канала. Как видно на рис. 7, температура охлаждения является функцией напряжения и она при одинаковом напряжении тем ниже, чем выше концентрация электронов в контакте.

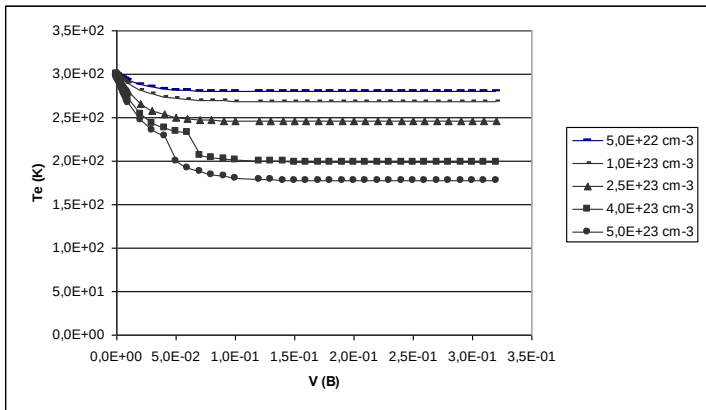


Рис. 7. Зависимость температуры эмиттерного контакта от напряжения при температуре окружающей среды $T = 300^\circ\text{K}$ и различных концентрациях электронов в контакте [13].

Fig. 7. Dependence of emitter's contact temperature from voltage under condition of external temperature of 300°K and different electron densities in a contact [13]

В случае матрицы нанопроводов можно ожидать высокой эффективности охлаждения проводящей поверхности при помощи такого теплового насоса. Это обусловлено тем, что в структуре отсутствуют латеральные тепловые потоки.

В работах [11, 14, 15] представлены экспериментальные результаты, подтверждающие возможность такого применения массивов нанопроводов. Согласно [11] на матрице толщиной 35 мкм с диаметром проводов 35 нм и медными контактами при напряжении в 3 В зафиксировано охлаждение эмиттерного контакта на 22°C . Потребляемая мощность составила 0,75 Вт.

4. Поглощение фотонов и фотопреобразование энергии

Разность между энергией первого разрешенного для электронов в проводящем канале уровня E_I и их энергией Ферми E_F в контакте (см. рис. 2)

$$\Delta = E_I - E_F$$

определяет минимальную частоту ν_{min}

$$\nu_{min} = \Delta/h$$

электромагнитного излучения, поглощаемого гетеропереходом между контактом и проводящим каналом нанопровода. Здесь h — постоянная Планка. Для нанопровода с поперечным размером проводящего канала $L_{\perp}$ меньшим, чем длина размерного квантования, величины Δ и ν_{min} тем больше, чем меньше $L_{\perp}$. Если ориентироваться на результаты расчетов, представленные на рис. 2, то ν_{min} находится в диапазоне от единиц до десятков ТГц, что соответствует субмиллиметровому и далекому инфракрасному диапазонам длин волн.

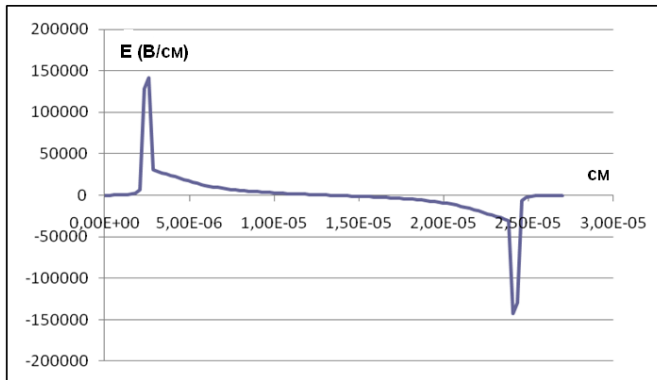


Рис. 8. Распределение электрического поля в нанопровode при нулевом приложенном напряжении [16].

Fig. 8. Distribution of the electric field in the nanowire at applied zero nominal voltage [16]

При поглощении электромагнитного излучения гетеропереходом происходит переход электронов из состояний с энергией, меньшей или равной E_F , в состояния с энергией, большей или равной E_I . Электрическое поле в структуре распределено таким образом (см. рис. 8), что избыточные электроны выталкиваются им из проводящего канала в контакты. В результате в нанопровode возникает разность потенциалов между контактами, индуцированная внешним электромагнитным излучением [16]

$$V_{ind} = Wh/(2\pi k T_{ph} e),$$

где W — мощность внешнего электромагнитного излучения; k — постоянная Больцмана, T_{ph} — температура поглощаемых фотонов, в предположе-

нии, что они распределены в соответствии с формулой Бозе — Эйнштейна; e — заряд электрона.

Таким образом, нанопровод может быть фотоприемником. Его вольт-ваттная чувствительность дается выражением

$$S_V = V_{ind}/W = h/(2\pi k T_{ph} e),$$

Если $T_{ph} = 300^\circ\text{K}$, то S_V порядка 10^4 В/Вт.

Как показано в работе [16], вольт-амперная характеристика нанопровода при воздействии внешнего электромагнитного излучения смещается в левый верхний квадрант. То есть возможно выделение энергии на внешней нагрузке. Нанопровод может преобразовывать энергию электромагнитного излучения субмиллиметрового и далекого инфракрасного диапазонов в электрический ток. Поскольку в нанопроводах из антимонида индия экспериментально достигнуты плотности тока порядка 10^4 А/см² при напряжении около 1 В [12], то при соответствующей мощности внешнего излучения с учетом оценок коэффициента полезного действия, данных в работе [16], можно надеяться на получение до 10^2 Вт/см² электрической энергии.

5. Релаксационная неустойчивость и генерация СВЧ-колебаний

При определенных условиях в контактных областях нанопровода могут возникнуть релаксационная неустойчивость и затухающие осцилляции концентрации электронов [3]. Оба эти явления имеют пороговый характер и возможны, только если подвижности электронов в контактах и проводящем канале нанопровода различны.

Будем для определенности считать, что подвижность электронов в проводящем канале нанопровода больше их подвижностей в эмиттерном и коллекторном контактах. Такое допущение оправдано для нанопроводов из *InSb* с контактами из других полупроводниковых материалов или из металлов. Тогда при положительном смещении между коллектором и эмиттером релаксационная неустойчивость может наблюдаться в коллекторном контакте, а осцилляции концентрации электронов — в эмиттерном контакте.

Релаксационная неустойчивость развивается, если плотность тока в нанопроводе j превышает пороговое значение j_{ins} . Причиной возникновения неустойчивости является слишком большая при $j > j_{ins}$ скорость неравновесных электронов, попадающих из проводящего канала нанопровода в коллекторный контакт. Они не успевают перейти в состояние термодинамического равновесия за время пролета длины релаксации и накапливаются в контактной области.

Согласно расчетам [3] концентрация электронов в коллекторном контакте экспоненциально нарастает с инкрементом порядка 40 ТГц при комнатной температуре. При достижении некоторого предельного значения концентрации [17, 18] ее нарастание сменяется экспоненциально быстрым затуханием с декрементом того же порядка, либо происходит тепловой пробой. Для нанопроводов с коротким каналом [3] и невысокой собственной концентрацией электронов в коллекторном контакте релаксационная неустойчивость должна приводить к заметным изменениям в проводимости структуры.

Если плотность тока в нанопроводе превышает другое пороговое значение j_{osc} , в эмиттерном контакте возникают затухающие высокочастотные осцилляции концентрации электронов [3]. Причиной осцилляций является недостаточная концентрация электронов, необходимых для обеспечения в стационарном режиме требуемого уровня их инжекции из эмиттера в проводящий канал нанопровода.

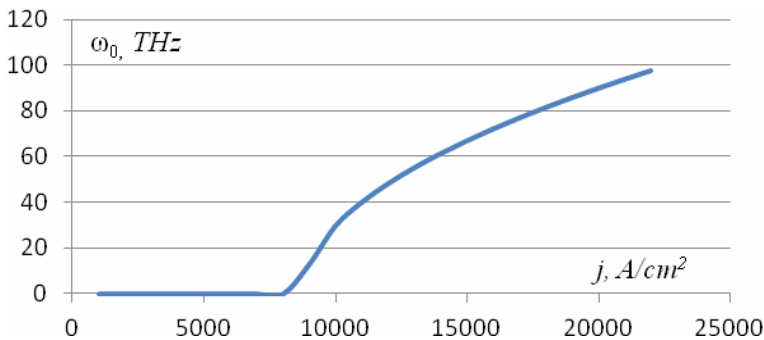


Рис. 9. Частота осцилляций концентрации электронов в эмиттере ω_0 как функция плотности тока j [18].

Fig. 9. The oscillation frequency of the electron concentration in the emitter ω_0 as a function of current density j [18]

В общем случае пороговые плотности токов j_{ins} и j_{osc} — различные величины. Однако, варьируя параметры нанопровода, можно добиться того, что оба рассматриваемых явления начнут развиваться при одном и том же значении плотности тока [18]. При этом, как видно на рис. 9, в эмиттере появляется встроенная индуктивность, а в коллекторе, как показано на рис. 10, формируется область с отрицательным дифференциальным сопротивлением. То есть возникают условия, необходимые для генерации СВЧ-мощности.

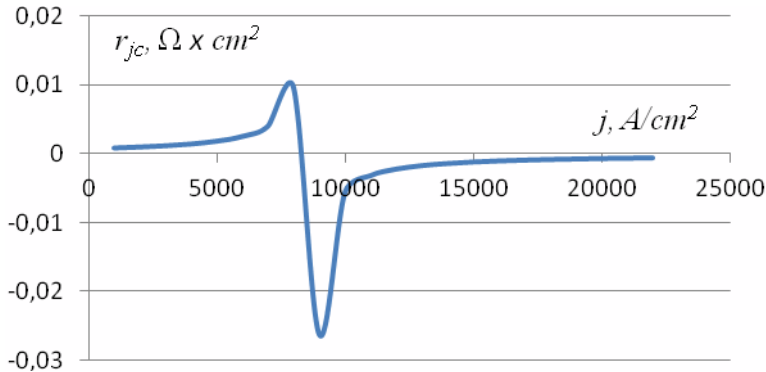


Рис. 10. Дифференциальное сопротивление перехода между проводящим каналом и коллектором r_{jc} как функция плотности тока j [18].

Fig. 10. Differential resistance of the junction between the conductive channel and collector r_{jc} as a function of current density j [18]

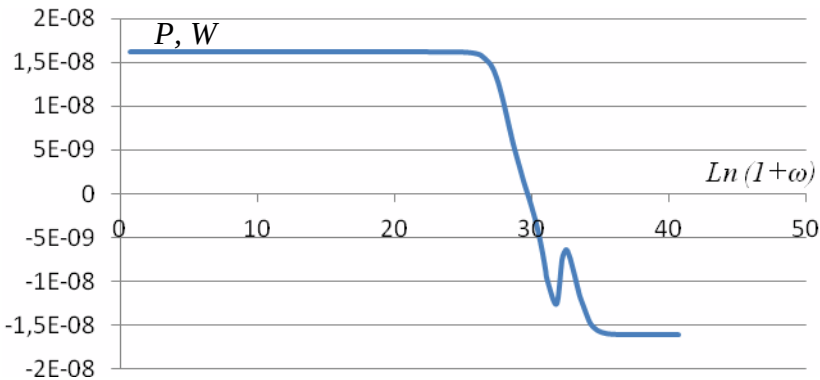


Рис. 11. Максимальная СВЧ-мощность, генерируемая одним нанопроводом [18].

Fig. 11. Maximum microwave power generated by a nanowire [18]

Анализ соотношений, полученных в работах [3, 17, 18], показывает, что генерация СВЧ-колебаний в квантовом проводе возможна только при определенных соотношениях между его геометрическими и электрофизическими параметрами. Представленные на рис. 9, 10 и 11 результаты были рассчитаны для нанопровода с проводящим каналом из InSb длиной 100 нм и кремниевыми контактами n -типа. Длина эмиттерного контакта равнялась также 100 нм, а концентрация электронов — 10^{14} см^{-3} . Длина коллекторного контакта составляла 500 нм, а концентрация электронов — $5 \times 10^{14} \text{ см}^{-3}$.

Результаты расчета максимальной мощности, отдаваемой таким нанопроводом во внешнюю цепь, представлены на рис. 11. При частотах, меньших 1,4 ТГц, он может генерировать порядка 10 нВт СВЧ-мощности. При этом его расчетный КПД оказывается около 13 %. При частотах, превышающих 7,2 ТГц, генерация прекращается и квантовый провод поглощает внешнюю энергию [17, 18].

5. Заключение

Современная технология позволяет создавать матрицы нанопроводов из антимонида индия в регулярных порах анодного оксида алюминия. Геометрические характеристики проводящих каналов управляемо варьируются: поперечные сечения — в пределах от 30 нм до 70 нм, а длины — от 200 нм до 50 мкм. Планарные размеры матриц, в принципе, ничем не ограничены. Контакты нанопроводов могут быть созданы из различных металлов, полуметаллов и полупроводников.

В проводящих каналах из *InSb* с размерами, меньшими 60 нм, уже при комнатной температуре реализуется размерное квантование энергии электронов. Контакты нанопроводов могут быть сформированы таким образом, что между ними и проводящим каналом образуются гетеропереходы. При протекании тока через гетеропереходы реализуются различные неравновесные квантовые явления, которые определяют спектр возможных применений матриц нанопроводов.

В частности, могут быть созданы: охлаждающие покрытия, управляемые напряжением; фотоприемники и фотопреобразователи для далекой инфракрасной и субмиллиметровой областей спектра электромагнитного излучения; генераторы электромагнитных колебаний в диапазоне частот от 300 ГГц до 3 ТГц. Теоретические оценки указывают на уникальные характеристики этих перспективных устройств. Первые экспериментальные результаты подтверждают теоретические предсказания.

Список литературы

1. Obukhov I. A. Some aspects of nanoelectronics development in Russia // WTEC Workshop Proceedings: Russian Research and Development Activities on Nanoparticles and Nanostructured Materials. St. Petersburg. 1997. С. 116—125.
2. Datta S. The 21-st Century Energy Efficient Logic Transistor // Sematech-2007 [Electronic resource]. Oregon, USA. October 9th. 2007. Mode of access: <http://www.sematech.org/meetings/archives/litho/8065/pres/Key Note Suman Datta.pdf>. (дата обращения: 27.12.2016).
3. Obukhov I. A. Nonequilibrium effects in one-dimensional quantum devices. LAMBERT Academic Publishing, 2014. 132 c.

4. Горох Г. Г. Высокоупорядоченные анодные оксидные пленки алюминия для формирования наноструктур // Наноструктурированные оксидные пленки и покрытия. Петрозаводск : КГПУ, 2007. С. 62—68.
5. Синтез нанопроводов *InSb* в модифицированных матрицах анодного оксида алюминия / Горох Г. Г., Обухов И. А., Позняк А. А., Лозовенко А. А., Захлабаева А. И., Сочнева Е. А. // 22-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2012 (Севастополь, 10—14 сент. 2012 г.). 2012. С. 655—658.
6. Темплейтный метод формирования квантовых нанопроводов *InSb* с большим аспектным отношением / Горох Г. Г., Обухов И. А., Лозовенко А. А., Сочнева Е. А. // 23-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2013 (Севастополь, 8—13 сент. 2013 г.). 2013. С. 820—823.
7. Обухов И. А., Горох Г. Г. Электронные приборы на основе антимонида индия // 22-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2012 (Севастополь, 10—14 сент. 2012 г.). 2012. С. 653—654.
8. Direct observation of anodic film growth and dissolution on superimposed aluminum and nickel metallic layers / Mozalev A., Gorokh G., Solovei D., Poznyak A. ; ed. Gustaaf Van Tendeloo // Proceedings of the 13-th European Microscopy Congress (EMC 2004), Belgium, 22—24 Aug. 2004. Antwerp, 2004. С. 533—534.
9. Electrochemical Growth of *InSb* Nanowires and Report of a Single Nanowire Field Effect Transistor / Khan M. I., Penchev M., Jing X., Wang X., Ozkan M., Ozkan C. S., Bozhilov K. N. // Journal of Nanoelectronics and Optoelectronics. 2008. Т. 3, № 2. С. 199—202.
10. Электрофизические свойства массивов квантовых нанопроводов из *InSb* / Горох Г. Г., Обухов И. А., Лозовенко А. А., Захлабаева А. И., Сочнева Е. В. // 24-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2014 (Севастополь, 7—13 сент. 2014 г.). 2014. С. 791—792.
11. Горох Г. Г., Обухов И. А., Лозовенко А. А. Массивы нанопроводов из антимонида индия для перспективных термоэлектрических устройств // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. 2015. № 1. С. 3—11.
12. Room Temperature Device Performance of Electrodeposited *InSb* Nanowire Field Effect Transistors / Das S. R., Delker C. J., Zakharov D., Chen Y. P., Sands T. D., Janes D. B. // Appl. Phys. Lett. 2011. Vol. 98. P. 243504.
13. Обухов И. А. Самоохлаждение эмиттерного контакта квантового провода // Нано- и микросистемная техника. 2007. № 5. С. 21—23.
14. Новые материалы для термоэлектрических преобразователей на основе массивов нанопроводов / Обухов И. А., Горох Г. Г., Лозовенко А. А., Сочнева Е. А. // Термоэлектрики и их применения (доклады Межгосударственной конференции 2014 г.). СПб., 2015. С. 29—34.
15. *InSb* and *GaInSb* nanowires for thermoelectric applications / Ye Q. L., Scheffler R., Kumari J., Leverenz R. // Nanotech. 2007. Vol. 1. P. 237—240.
16. Обухов И. А. Влияние внешнего электромагнитного излучения на ВАХ квантового провода // 20-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2010 (Севастополь, 13—17 сент. 2010 г.). 2010. С. 833—835.
17. Обухов И. А. Генерация шума квантовым проводом // 24-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2014 (Севастополь, 7—13 сент. 2014 г.). 2014. С. 798—799.
18. Обухов И. А., Смирнова Е. А. Нанопровод как активный элемент генератора СВЧ-излучения // Нано- и микросистемная техника. 2016. Т. 18, № 8. С. 509—514.

References

- [1] I. A. Obukhov, "Some aspects of nanoelectronics development in Russia," in *WTEC Workshop Proceedings: Russian Research and Development Activities on Nanoparticles and Nanostructured Materials*, 1997, pp. 116–125.
- [2] S. Datta, "The 21st Century Energy Efficient Logic Transistor," *4th International Symposium on Immersion Lithography*, 2007. [Online]. Available: <http://www.sematech.org/meetings/archives/litho/8065/pres/Key Note Suman Datta.pdf>. [Accessed: 27-Dec-2016].
- [3] I. A. Obukhov, *Nonequilibrium effects in one-dimensional quantum devices*. LAMBERT Academic Publishing, 2014.
- [4] G. G. Gorokh, "Vysokouporядochennye anodnye oksidnye plenki alyuminiya dlya formirovaniya nanostruktur [The highly ordered anodic alumina films for the formation of nanostructures]," in *Nanostrukturirovannye oksidnye plenki i pokrytiya* [Nanostructured oxide films and coatings], Petrozavodsk: KGPU, 2007, pp. 62–68. (In Russ.).
- [5] G. Gorokh, I. Obukhov, A. Poznyak, A. Lozovenko, A. Zakhlebaeva, and E. Sochneva, "Synthesis of InSb nanowires in anodic alumina modified matrixes," in *CriMiCo 2012 - 2012 22nd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings*, 2012, pp. 655–658. (In Russ.).
- [6] G. G. Gorokh, I. A. Obukhov, A. A. Lozovenko, A. I. Zakhlebaeva, and E. A. Sochneva, "Template method of forming InSb large aspect ratio quantum nanowires," in *CriMiCo 2013 - 2013 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings*, 2013, pp. 820–823. (In Russ.).
- [7] I. A. Obukhov and G. G. Gorokh, "InSb-based electron devices," in *CriMiCo 2012 - 2012 22nd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings*, 2012, pp. 653–654. (In Russ.).
- [8] A. Mozalev, G. Gorokh, D. Solovei, and A. Poznyak, "Direct observation of anodic film growth and dissolution on superimposed aluminium and nickel metallic layers," in *Proceedings of the 13th European Microscopy Congress, (EMC 2004)*, 2004, pp. 533–534.
- [9] M. I. Khan, M. Penchev, X. Jing, X. Wang, K. N. Bozhilov, M. Ozkan, and C. S. Ozkan, "Electrochemical Growth of InSb Nanowires and Report of a Single Nanowire Field Effect Transistor," *J. Nanoelectron. Optoelectron.*, vol. 3, no. 2, pp. 199–202, 2008. doi: 10.1166/jno.2008.203
- [10] G. G. Gorokh, I. A. Obukhov, A. A. Lozovenko, A. I. Zakhlebaeva, and E. V. Sochneva, "Electrophysical properties of InSb quantum nanowires arrays," in *CriMiCo 2014 - 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings*, 2014, pp. 791–792. (In Russ.). doi: 10.1109/CRMICO.2014.6959634
- [11] G. G. Gorokh, I. A. Obukhov, and A. A. Lozovenko, "Indium antimonide nanowires arrays for promising thermoelectric converters," *Technol. Des. Electron. Equip.*, no. 1, pp. 3–11, 2015. (In Russ.).
- [12] S. R. Das, C. J. Delker, D. Zakharov, Y. P. Chen, T. D. Sands, and D. B. Janes, "Room temperature device performance of electrodeposited InSb nanowire field effect transistors," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 98, no. 24, 2011. doi: 10.1063/1.3587638
- [13] I. A. Obukhov, "Selfcooling of the Quantum Wire's Emitter Contact," *J. Nano Microsyst. Tech.*, no. 5, pp. 21–23, 2007. (In Russ.).
- [14] I. A. Obukhov, G. G. Gorokh, A. A. Lozovenko, and E. V. Sochneva, "New materials for thermoelectric converters based on arrays of nanowires," in *Proceedings of Int. Conference "Thermoelectrics and their applications"*, 2015, pp. 29–34. (In Russ.).

- [15] Q. L. Ye, R. Scheffler, J. Kumari, and R. Leverenz, "InSb and GaInSb nanowires for thermoelectric applications," *Nanotech*, vol. 1, pp. 237–240, 2007.
- [16] I. A. Obukhov, "Influence of external electromagnetic radiation to the current voltage characteristics of quantum wire," in *KpbiMuKo 2010 CriMiCo - 2010 20th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings*, 2010, pp. 833–835. (In Russ.).
- [17] I. A. Obukhov, "Generation of noise by a quantum wire," in *CriMiCo 2014 - 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings*, 2014, pp. 798–799. (In Russ.).
- [18] I. A. Obukhov and E. A. Smirnova, "Nanowire as an Active Element of the Microwave Radiation Generators," *J. Nano Microsyst. Tech.*, vol. 18, no. 8, pp. 514–517, 2016. (In Russ.).

Расчетно-экспериментальное определение радиационной стойкости КМОП интегральных микросхем при воздействии гамма-излучения¹

¹ Богатырев Ю. В., ¹ Ластовский С. Б., ² Шведов С. В., ² Лозицкий Е. Г.

¹ Научно-практический центр НАН Беларуси по материаловедению

ул. П. Бровки, 19, Минск, 220072, Беларусь

bogat@ifttp.bas-net.by

² ОАО «Интеграл»

ул. Казинца, 121А, Минск, 220108, Беларусь

office@bms.by

Статья поступила 23 ноября 2016 г.

Аннотация: Представлены результаты расчетно-экспериментального определения (прогнозирования) радиационной стойкости двух типов КМОП интегральных микросхем (интерфейсных приемопередатчиков, схем памяти) при воздействии гамма-излучения Co^{60} . Получены аналитические дозовые зависимости параметров тестовых МОП-транзисторов и КМОП больших интегральных схем.

Ключевые слова: радиационная стойкость, интегральная микросхема, транзистор, гамма-излучение, прогнозирование.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Расчетно-экспериментальное определение радиационной стойкости КМОП интегральных микросхем при воздействии гамма-излучения / Богатырев Ю. В., Ластовский С. Б., Шведов С. В., Лозицкий Е. Г. // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2018. Т. 1, № 1. С. 95—102.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Расчетно-экспериментальное определение радиационной стойкости КМОП интегральных микросхем при воздействии гамма-излучения / Ю. В. Богатырев, С. Б. Ластовский, С. В. Шведов, Е. Г. Лозицкий // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2018. — Т. 1, № 1. — С. 95—102.

¹ Статья является расширенной версией доклада, представленного на 26-й Международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2016 (Севастополь, 4—10 сент. 2016 г.).

Calculation-experimental determination of CMOS-integrated microcircuits' radiation hardness under the influence of gamma radiation

Yu. V. Bogatyrev¹, S. B. Lastovski¹, S. V. Shwedov², E. G. Lozitski²

¹Scientific-Practical Materials Research Centre NAS of Belarus

19, P. Brovka Str., Minsk, 220072, Belarus

bogat@ifttp.bas-net.by

²Joint Stock Company "Integral"

121A, Kazintsa Str., Minsk, 220108, Belarus

office@bms.by

Received on November 23, 2016

Abstract: The results of calculation-experimental determination (forecasting) of two types of CMOS-integrated microcircuits' radiation hardness (interface transceivers, memory units) under the influence of Co^{60} gamma radiation are submitted. Analytical dose dependences of parameters of test MOS transistors and CMOS large-scale integrated circuits are obtained.

Keywords: radiation hardness, integrated microcircuit, transistor, gamma radiation, forecasting.

For citation (IEEE): Yu. V. Bogatyrev, S. B. Lastovski, S. V. Shwedov, and E. G. Lozitski, "Calculation-experimental determination of CMOS integrated microcircuits' radiation hardness under the influence of gamma radiation," *Infocommunications and Radio Technologies*, 2018, vol. 1, no. 1, pp. 95–102. (In Russ.). doi: 10.15826/icrt.2018.01.1.07

1. Введение

Развитие космических исследований и ядерной энергетики, использование ионизирующих излучений в промышленности требуют создания полупроводниковых приборов, устойчивых к проникающей радиации, а также разработки методов прогнозирования их радиационной стойкости.

За последние годы достигнуты определенные успехи в исследовании радиационных эффектов в МОП-приборах и разработке методов моделирования (прогнозирования) радиационной стойкости МОП-транзисторов (МОПТ) и больших интегральных схем (БИС) на их основе [1—5]. Но в связи с различиями в технологии у разных изготовителей эти методы нельзя непосредственно использовать для конкретных типов МОП-приборов. Следовательно, большой практический интерес имеют расчет-

но-экспериментальные методы прогнозирования радиационного поведения МОП-приборов с помощью тестового облучения и создания математических моделей поведения приборных структур при воздействии радиации [6, 7].

В данной работе приведены результаты применения расчетно-экспериментальных методов определения (прогнозирования) радиационной стойкости КМОП БИС различного назначения (интерфейсных приемопередатчиков, запоминающих устройств) при воздействии гамма-излучения Co^{60} .

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектами исследований являлись следующие микроэлектронные изделия производства ОАО «Интеграл»:

1) *КМОП БИС интерфейсного приемопередатчика манчестерского кода* (прототип: HI1573 компании Holt). КМОП БИС — вдвоенный приемопередатчик манчестерского кода с принудительной установкой выходов приемника в состояние логического «0». Основные технические характеристики: ток потребления (нет передачи информации) — $I_{CC} \leq 10$ мА; динамический ток потребления (непрерывная передача информации) — $I_{OCC2} \leq 500$ мА; напряжение питания — $U_{CC} = 3,3 \text{ В} \pm 0,15 \text{ В}$.

2) *КМОП СБИС статического оперативного запоминающего устройства (СОЗУ)* (прототип: ACT-S512K8 компании Aeroflex Circuit Technology) применяется для асинхронного и синхронного чтения/записи и хранения информации в блоках оперативной памяти вычислительных систем. Основные технические характеристики: информационная емкость — 4 Мбит ($512 \text{ К} \times 8$); статический ток потребления — $I_{CC} = 5,0$ мА; динамический ток потребления (при $U_{CC} = 5,5 \text{ В}$) — $I_O = 120$ мА; время выборки адреса — 25 нс.

3) *СБИС СОЗУ* информационной емкостью 256 Кбит ($32 \text{ К} \times 8$); микросхемы изготовлены по КМОП-технологии «кремний на изоляторе» (КНИ) с нормами проектирования 0,5 мкм; ячейки памяти КМОП/КНИ СБИС СОЗУ содержат шесть транзисторов; толщина пленки кремния в транзисторных МОП/КНИ-структурах составляет 0,2 мкм, толщина скрытого окисла — 0,4 мкм.

4) *Тестовые МОП-транзисторы* с каналами *n*- и *p*-типа изготавливались по субмикронной планарно-эпитаксиальной технологии. Тестовые МОПТ имели длину канала $L = 0,35$ мкм и ширину канала $W = 10,0$ мкм.

Облучение образцов гамма-квантами Co^{60} с энергией 1,25 МэВ проводилось на гамма-установке «Исследователь» при температуре 300 К. Мощность дозы гамма-излучения составляла 15 рад/с, доза $D = 10^3$ — 5×10^6 рад.

Контроль параметров тестовых МОПТ осуществлялся с помощью автоматизированного измерителя параметров полупроводниковых приборов ИППП-1/6. Измерение параметров КМОП БИС проводилось с помощью автоматизированной измерительной системы АИС «Дакота».

3. Расчетно-экспериментальные методы определения (прогнозирования) радиационной стойкости КМОП БИС

Расчетно-экспериментальный метод прогнозирования радиационной стойкости МОП-приборов, разработанный нами [7], включает следующие основные элементы: тестовое облучение испытательной выборки образцов МОП-приборов (для каждой партии пластин); контроль изменений основных параметров МОП-приборов при облучении; математическая обработка (аппроксимация) экспериментальных результатов испытаний с применением регрессионного анализа.

На основе экспериментальных данных были рассчитаны аналитические зависимости параметров тестовых МОПТ и КМОП БИС от дозы облучения. Для расчетов использовалась программа регрессионного анализа из пакета OriginPRO 7.0.²

На рис. 1а показаны результаты аппроксимации дозовых зависимостей изменений тока утечки $I_{L,p}$ тестовых субмикронных (0,35 мкм) МОПТ с р-каналом, а на рис. 1б — тока утечки $I_{L,n}$ МОПТ с п-каналом при облучении в активном электрическом режиме.

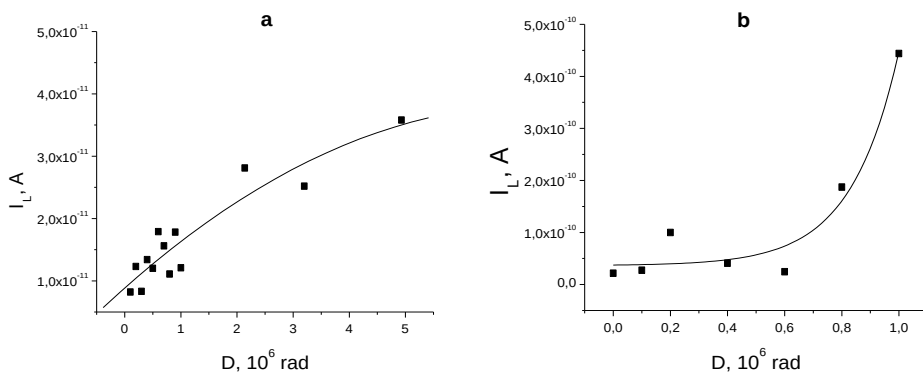


Рис. 1. Дозовые зависимости тока утечки р-МОПТ (а) и н-МОПТ (б) (точки — эксперимент, линии — расчет).

Fig. 1. Dependences of leakage current of p-MOSFET (a) and n-MOSFET (b) versus a dose (points – experiment, lines – computation)

² <http://www.OriginLab.com> (accessed 30 December 2015).

Полученные аппроксимирующие зависимости параметров тестовых МОПТ от дозы гамма-излучения (рис. 1) описываются следующими выражениями:

$$I_{L.p} = A_0 + B_1 D + B_2 D^2; \quad (1)$$

$$I_{L.n} = A_1 \exp(D/k_1) + A_{01}. \quad (2)$$

Здесь $A_0 = 8,8602 \times 10^{-12}$; $B_1 = 7,99114 \times 10^{-12}$; $B_2 = -5,4458 \times 10^{-13}$; $A_1 = 1,0327 \times 10^{-12}$; $k_1 = 0,16702$; $A_{01} = 3,6334 \times 10^{-11}$.

На рис. 2 показаны результаты аппроксимации дозовой зависимости тока потребления I_{CC} КМОП БИС приемопередатчика (образцы № 1 и 2). Полученные зависимости тока потребления КМОП БИС от дозы D гамма-излучения описываются следующими выражениями:

$$I_{CC1} = A_{02} + B_3 D + B_4 D^2 + B_5 D^3 \quad (\text{обр. № 1}); \quad (3)$$

$$I_{CC2} = A_{03} + B_6 D + B_7 D^2 + B_8 D^3 \quad (\text{обр. № 2}). \quad (4)$$

Здесь $A_{02} = 7,33385$; $B_3 = -4,42766$; $B_4 = 1,09121$; $B_5 = -0,08759$; $A_{03} = 7,18924$; $B_6 = -4,18296$; $B_7 = 1,00074$; $B_8 = -0,07838$.

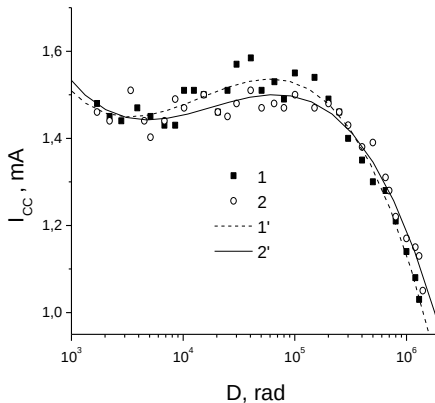


Рис. 2. Дозовые зависимости тока потребления КМОП БИС приемопередатчика (точки — эксперимент, линии — расчет); 1 и 1' — обр. № 1; 2 и 2' — № 2.

Fig. 2. Dependences of CMOS LSI transceivers' consumption current versus a dose (points – experiment, lines – computation); 1 & 1' – samp. No. 1; 2 & 2' – No. 2

На рис. 3 показаны результаты аппроксимации дозовой зависимости статического тока потребления I_{CCS} КМОП/КНИ СБИС СОЗУ 256 К.

Полученная аппроксимирующая зависимость тока потребления КМОП/КНИ СБИС от дозы гамма-излучения описывается следующим выражением:

$$I_{CCS} = A_2 \exp(D/k_2) + A_{04}. \quad (5)$$

Здесь $A_2 = 5,8067 \times 10^{-7}$; $k_2 = 187573,392$; $A_{04} = 5,1448 \times 10^{-6}$.

На рис. 4 показаны результаты аппроксимации дозовой зависимости статического тока потребления I_{CC} КМОП СБИС СОЗУ 4М.

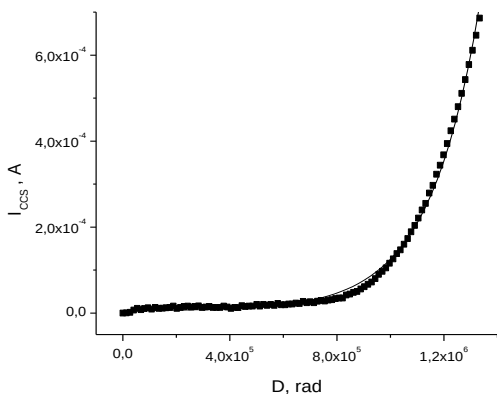


Рис. 3. Дозовые зависимости тока потребления КМОП/КНИ СБИС СОЗУ (точки — эксперимент, линия — расчет).

Fig. 3. Dependence of CMOS/SOI VLSI SRAM consumption current versus a dose (points – experiment, line – computation)

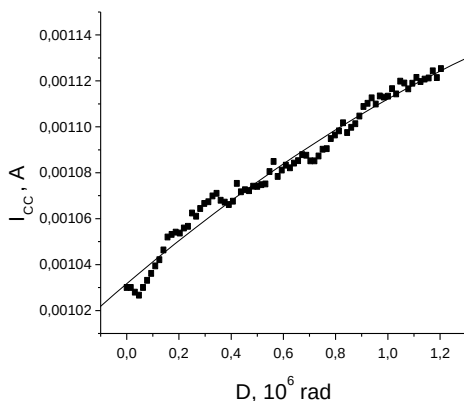


Рис. 4. Дозовые зависимости тока потребления СБИС СОЗУ (точки — эксперимент, линия — расчет).

Fig. 4. Dependence of VLSI SRAM consumption current versus a dose (points – experiment, line – computation)

Полученная аппроксимирующая зависимость тока потребления КМОП СБИС от дозы гамма-излучения описывается следующим выражением:

$$I_{CC} = A_3 + B_9 D + B_{10} D^2. \quad (6)$$

Здесь $A_3 = 0,00103$; $B_9 = 9,67764 \times 10^{-5}$; $B_{10} = -1,63703 \times 10^{-5}$.

Рассмотрим расчетно-экспериментальный метод прогнозирования радиационной стойкости субмикронных (0,35 мкм) КМОП СБИС по параметрам элементной базы при воздействии гамма-излучения. Для этого используем приведенные выше аналитические дозовые зависимости тока утечки $I_L(D)$ n -МОПТ (2), а также тока потребления $I_{CC}(D)$ КМОП СБИС СОЗУ (6).

Из выражения (2) можно найти величину определенной дозы D :

$$D = k_1 \ln[(I_{L.n} - A_{01})/A_1], \quad (7)$$

и после подстановки (7) в (6) получим (для диапазона доз $D = 0 \div 10^6$ рад):

$$I_{CC} = A_3 + B_9 k_1 \ln[(I_{L.n} - A_{01})/A_1] + B_9 \{k_1 \ln[(I_{L.n} - A_{01})/A_1]\}^2. \quad (8)$$

Проведем проверку: например, для $D = 10^6$ рад при $I_{L.n} = 4,477 \times 10^{-10}$ А из (8) получим расчетную величину $I_{CC} = 1,0766$ мА. Экспериментальное значение $I_{CC} = 1,1133$ мА. Отсюда: погрешность прогнозирования составит 3,3 %.

Полученные аналитические зависимости (1—8) могут быть использованы для прогнозирования радиационной стойкости данных типов КМОП БИС в зависимости от дозы гамма-излучения. В связи с различиями в технологии изготовления микросхем на разных предприятиях полученные расчетные зависимости необходимо дополнительно корректировать для прогнозирования радиационной стойкости КМОП БИС в пределах каждой партии изделий одного типа. При этом для уточнения значений постоянных коэффициентов в уравнениях (1—8) проводится тестовое облучение испытательной выборки из отдельной партии изделий для каждого типонаминала КМОП БИС. Объем выборки БИС определяется в соответствии с техническими условиями.

4. Заключение

Предложен расчетно-экспериментальный метод прогнозирования радиационной стойкости МОП-приборов, включающий: тестовое облучение испытательной выборки образцов МОП-приборов; контроль изменений основных параметров МОП-приборов при облучении; математическую обработку (аппроксимацию) экспериментальных результатов испытаний с применением регрессионного анализа. В частности, разработан расчетно-экспериментальный метод прогнозирования радиационной стойкости субмикронных (0,35 мкм) КМОП СБИС по параметрам элементной базы при воздействии гамма-излучения.

Получены аналитические дозовые зависимости параметров тестовых МОП-транзисторов и КМОП-микросхем, которые могут быть использованы для прогнозирования радиационной стойкости определенных типов КМОП БИС (прототипов: Н11573 и АСТ-S512К8). В связи с различиями в технологии изготовления микросхем на разных предприятиях полученные расчетные зависимости необходимо дополнительно корректировать для прогнозирования радиационной стойкости КМОП БИС в пределах каждой партии изделий одного типа.

Источники финансирования

Статья подготовлена по результатам исследований, проведенных в рамках проекта Белорусского республиканского фонда фундаментальных исследований № Ф15-038.

Список литературы

1. Першенков В. С., Попов В. Д., Шальнов А. В. Поверхностные радиационные эффекты в элементах интегральных микросхем. М. : Энергоатомиздат, 1988. 256 с.
2. Коршунов Ф. П., Богатырев Ю. В., Вавилов В. А. Воздействие радиации на интегральные микросхемы. Минск : Наука и техника, 1986. 254 с.
3. Чумаков А. И. Действие космической радиации на интегральные схемы. М. : Радио и связь, 2004. 320 с.
4. Claeys C., Simoen E. Radiation Effects in Advanced Semiconductor Materials and Devices. Berlin : Springer, 2002. 402 с.
5. Barnaby H. J. Total-Ionizing-Dose Effects in Modern CMOS Technologies // IEEE Trans. Nucl. Science. 2006. Т. 53, № 6. С. 3103—3121.
6. Согоян А. В., Никифоров А. Ю., Чумаков А. И. Подход к прогнозированию радиационной деградации параметров КМОП ИС с учетом сроков и условий эксплуатации // Микроэлектроника. 1999. Т. 28, № 4. С. 263—275.
7. Метод прогнозирования радиационной стойкости КМОП-интегральных схем / Коршунов Ф. П., Богатырев Ю. В., Белоус А. И., Шведов С. В., Ластовский С. Б., Кульгачев В. И. // Вопросы атомной науки и техники. Серия: Физика радиационного воздействия на радиоэлектронную аппаратуру. 2009. Вып. 1. С. 45—49.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which were conducted in the framework of project of the Belarus Republic Foundation for Basic Research No. Ф15-038.

References

- [1] V. S. Pershenkov, V. D. Popov, and A. V. Shal'nov, *Poverkhnostnye radiatsionnye efekty v elementakh integral'nykh mikroskhem* [Surface radiation effects in elements of integrated circuits]. Moscow: Energoatomizdat, 1988. (In Russ.).
- [2] F. P. Korshunov, Y. V. Bogatyrev, and V. A. Vavilov, *Vozdeistvie radiatsii na integral'nye mikroskhemy* [Effects of radiation on integrated circuits]. Minsk: Nauka i tekhnika, 1986. (In Russ.).
- [3] A. I. Chumakov, *Deistvie kosmicheskoi radiatsii na integral'nye skhemy* [Effects of cosmic radiation on integrated circuits]. Moscow: Radio i svyaz', 2004. (In Russ.).
- [4] C. Claeys and E. Simoen, *Radiation Effects in Advanced Semiconductor Materials and Devices*. Berlin: Springer, 2002.
- [5] H. J. Barnaby, "Total-ionizing-dose effects in modern CMOS technologies," in *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 2006, vol. 53, no. 6, pp. 3103—3121. doi: 10.1109/TNS.2006.885952
- [6] A. V. Sogoyan, A. I. Chumakov, and A. Y. Nikiforov, "Method for Predicting CMOS Parameter Degradation Due to Ionizing Radiation with Regard to Operating Time and Conditions," *Mikroelektronika*, vol. 28, no. 4, pp. 263—275, 1999. (In Russ.).
- [7] F. P. Korshunov, Y. V. Bogatyryov, A. I. Belous, S. V. Shvedov, S. B. Lastovsky, and V. I. Kulgachev, "Method of the MOS IC radiation resistance prediction," *Quest. At. Sci. Tech. Ser. Phys. Radiat. Eff. Radio-Electronic Equip.*, no. 1, pp. 45—49, 2009. (In Russ.).

Сверхширокополосное устройство долговременной задержки радиосигналов: анализ оптимального решения

Белкин М. Е.

*Лаборатория «Сверхвысокочастотные и оптоэлектронные устройства»,
Московский технологический университет (МИРЭА)
просп. Вернадского, 78, Москва, 119454, Российская Федерация
belkin@mirea.ru*

Статья поступила 29 ноября 2016 г.

Аннотация: Рассмотрены основные требования к техническим показателям современных устройств задержки радиосигналов. Выполнены классификация и анализ достигнутых параметров существующих электрических, акустических, спин-волновых, сверхпроводящих и волоконно-оптических устройств задержки. Оценены предельные характеристики активной волоконно-оптической схемы задержки сигналов радиочастотного диапазона.

Ключевые слова: устройство задержки радиочастотных сигналов, активная волоконно-оптическая схема задержки.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Белкин М. Е. Сверхширокополосное устройство долговременной задержки радиосигналов: анализ оптимального решения // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2018. Т. 1, № 1. С. 103—120.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Белкин, М. Е. Сверхширокополосное устройство долговременной задержки радиосигналов: анализ оптимального решения / М. Е. Белкин // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2018. — Т. 1, № 1. — С. 103—120.

Ultra-wideband long-term RF-signal delay devices: optimal decisions analysis

M. E. Belkin

Laboratory of Microwave and Optoelectronic Devices,
Moscow Technological University (MIREA)
78, Vernadskogo Ave., Moscow, 119454, Russian Federation
belkin@mirea.ru

Received on November 29, 2016

Abstract: *In order to determine the optimal retarding environment for long-term delays of radio frequency (RF) signals, data of the research and development for electric, acoustic-electronic, acoustic-optical, spin, superconducting circuits delay were summarized. It is concluded, that none of the existing classes do not fully meet modern requirements. Comparing technical features (Table 1) have been achieved, showed that in terms of bandwidth and maximum delay time the best option is provided with active electric delay circuit based on a digital radio frequency memory (DRFM), which disadvantages are EMC problems and high power consumption. Evaluations of limiting characteristics for a new approach based on fiber-optic delay circuit clearly show that a single-channel active fiber optic delay circuit (FODC) of RF signals can provide a delay time interval of 3.2 ns to 30 ms in the entire operating band from 50 MHz to 40 GHz.*

Keywords: *retarding of radio frequency signals, fiber-optic delay circuit.*

For citation (IEEE): M. E. Belkin, “Ultra-wideband long-term RF-signal delay devices: optimal decisions analysis,” *Infocommunications and Radio Technologies*, 2018, vol. 1, no. 1, pp. 103–120. (In Russ.). doi: 10.15826/icrt.2018.01.1.08

1. Введение

Устройства задержки непрерывных и импульсных радиочастотных (РЧ) сигналов (УЗ-РЧС), выполняемые на базе набора схем (или линий) задержки, находят широкое применение в аппаратуре современных телекоммуникационных и радиолокационных систем и измерительной технике. К примеру, они используются в диаграммообразующих устройствах активных фазированных антенных решеток (АФАР), приемной аппаратуре систем радиосвязи, радиоэлектронного противодействия (РЭП), радиоопределения и радионавигации, а также в имитаторах цели для калибровки радиолокационных станций (РЛС) в процессе разработки и эксплуатации [1]. В аналоговых и цифровых радиоприемных средствах телекоммуникационных систем для вещания и связи, а также в радиоизмерительных приборах схемы за-

держки входят в состав, например, фильтров, фазовых корректоров, модуляторов, декодеров и т. д. [2]. Ширина распространения и условий применения определяет широкий диапазон требований к времени задержки, типично составляющий от единиц наносекунд до сотен микросекунд.

Анализ современного мирового развития радиоэлектронных систем показывает, что наиболее эффективным путем построения УЗ-РЧС, удовлетворяющим вышеуказанному требованию, является применение методов и подходов радиофотоники (микроволновой фотоники) и волоконной либо интегральной оптики [3].

В настоящей статье проводится классификация и сравнительный анализ традиционного и нового принципов построения схем (или линий) задержки РЧ-сигналов на базе волоконно-оптических линий задержки по основным техническим показателям. Для подтверждения преимуществ выполняется количественная оценка их предельных характеристик, включая минимальное время задержки, полосу рабочих частот и вносимые потери.

2. Современные устройства задержки радиочастотных сигналов

По определению [2], идеальными схемами задержки называются устройства в виде линейного четырехполюсника, задерживающие прохождение сигнала в электрической цепи без изменения его формы. При этом под временем задержки понимают время между одинаковыми по уровню значениями входного и выходного периодических сигналов, которые могут быть синусоидальной либо импульсной формы. В соответствии с назначением данные схемы разрабатываются с постоянной либо регулируемой величиной времени задержки. Основными параметрами схем задержки, в частности схем задержки РЧ-диапазона, являются:

- интервал времени задержки, который обычно подразделяют на наносекундный (0,1—100 нс), микросекундный (0,1—100 мкс) и миллисекундный (0,1—10 мс);

- полоса рабочих частот, которая в современных радиосредствах находится в пределах от метрового до миллиметрового диапазонов волн (обычно 30 МГц — 30 ГГц);

- точность величины времени задержки: по данному критерию их обычно разделяют на схемы с малой ($\leq (3-5) \times 10^{-2}$), средней ($= (0,5-3) \times 10^{-2}$) и высокой ($\leq 5 \times 10^{-3}$) относительной точностью;

- вносимые потери, которые должны быть минимальными, но в современных схемах обычно составляют от единиц до десятков децибел;

- мгновенная полоса пропускания, определяющая степень искажения передаваемого сигнала: в современных аналоговых и цифровых радиосредствах требуемые значения находятся в диапазоне 10 МГц — 2 ГГц;

— температурная стабильность времени задержки: типичные требования в современных радиосредствах $\leq (150—300) \times 10^{-6}$ град $^{-1}$;

— относительный уровень ложных сигналов на выходе: типичные требования < -40 дБ;

— массогабаритные характеристики, которые в свете постоянной тенденции к миниатюризации радиосредств, должны быть минимальными.

Применяемые в настоящее время схемы задержки сигналов радиочастотного диапазона можно разделить на пять основных классов (рис. 1) в зависимости от типа рабочего элемента задержки: электрические, акустические, спин-волновые, сверхпроводящие, волоконно-оптические.



Рис. 1. Классификация схем задержки сигналов радиочастотного диапазона.

Fig. 1. Classification of delay circuits of radio frequency signals

Электрические схемы задержки (ЭСЗ) в зависимости от принципа работы и схемы реализации разделяются на два подкласса: пассивные¹ и активные цифровые. Схемы первого подкласса в РЧ- и особенно в СВЧ-диапазоне обычно выполняются на базе линий с распределенными параметрами: коаксиальных и микрополосковых. Принцип их действия основан на конечности скорости распространения электромагнитной энергии в

¹ Вариант пассивных схем задержки с активными элементами, компенсирующими потери мощности, но не изменяющими другие параметры задерживаемых сигналов, будет также относиться к подклассу пассивных.

СВЧ-линии передачи, что приводит к запаздыванию ее выходного сигнала по отношению к входному. Величина запаздывания зависит от конструкции линии и ее геометрической длины. В качестве элемента задержки можно, например, использовать отрезок однородной длинной линии, нагруженной на сопротивление, равное ее характеристическому сопротивлению. Такая линия будет работать в режиме бегущей волны и при отсутствии искажений на частоте ω обладать идеальной передаточной характеристикой, определяемой как:

$$\begin{aligned} K(\omega) &= \exp(-bl) \\ \varphi(\omega) &= \frac{l}{v} \omega \end{aligned} \quad (1)$$

где b — коэффициент затухания в линии, l — длина линии, v — скорость распространения волны. Тогда время задержки сигнала частотой ω будет соответствовать:

$$t_{\omega} = \frac{l}{v} = \frac{\varphi}{\omega} = \frac{l\sqrt{\varepsilon\mu}}{c} \quad (2)$$

где c — скорость света, ε и μ — соответственно относительная диэлектрическая и магнитная проницаемости среды распространения. Для количественной оценки предположим, что в качестве схемы задержки используется коаксиальная линия без потерь с полиэтиленовой изоляцией ($\varepsilon = 2,3$, $\mu = 1$). При подстановке значений в (2) получается, что задержка в линии длиной 1 м составляет $t_{\omega} = 5,05$ нс. То есть для формирования задержки 1 мкс длина линии должна быть почти 200 м. При подстановке в (1) типичных значений b вносимые потери получаются порядка 120 дБ на частоте 1 ГГц и 400 дБ на частоте 10 ГГц, что делает данный подход практически нереализуемым.

В реальных условиях работы аппаратуры при необходимости задержки модулированного непрерывного либо импульсного сигнала, занимающего определенную полосу частот, фазовую характеристику схемы задержки нельзя считать идеальной, вследствие чего вводится параметр, называемый групповым временем задержки:

$$t_d = \frac{d\varphi}{d\omega} \quad (3)$$

Отметим, что в различных задачах в зависимости от требуемой мгновенной полосы пропускания могут быть использованы оба вышеуказанных параметра задержки, однако именно групповая задержка в большинстве реальных случаев определяет время, требуемое для прохождения сигнала через схему [4].

Из проведенного рассмотрения следует, что основными преимуществами пассивных ЭСЗ являются широкая полоса рабочих частот, совпадающая с полосой пропускания РЭС (до 40 ГГц в современных коаксиальных линиях), отсутствие преобразования в другие виды энергии, а основными недостатками — сравнительно большое вносимое ослабление, его зависимость от рабочей частоты ($\sim f^{0,5}$) (от 0,5 дБ/м на 1 ГГц до 2,5 дБ/м на 18 ГГц для СВЧ-кабеля с наружным диаметром 4,2 мм) и относительно слабая изоляция от внешних шумовых воздействий. Количественные значения параметров образцов пассивных электрических элементов задержки на СВЧ-кабелях приведены в сводной таблице параметров ЭСЗ (табл. 1).

Таблица 1. Основные параметры современных схем задержки РЧ-диапазона.

Table 1. The main parameters of modern circuits of RF range delay

Параметр	Электрические		Акустоэлектронные		Акустооптические	Спиновые	Сверхпроводящие
	Пассив.	Актив. Цифр.	ОАВ	ПАВ			
Интервал времени задержки	1,6—100 нс	20 нс — 2 с	0,1—20 мкс	0,1—100 мкс	50—500 нс	5—2000 нс	10—100 нс
Диапазон рабочих частот, ГГц	0—18	0,1—3	0,5—10	0,25—1,5	1—40	1—20	1—30
Относительная точность (шаг) задержки, % (нс)	0,1/(5)	0,5/(1)	—	—	—	—	—
Вносимые потери, дБ	0,5—4 дБ/м	25...—5	15—60	10—25	20—30	10—40	5—10
Мгновенная полоса пропускания, МГц	0—18000	100—2000	20—2000	1—750	1—40 ГГц	5—1500	1—30 ГГц
Температурный коэффициент задержки	$8 \cdot 10^{-6}$	—	$2,3 \cdot 10^{-3}$	$1,2 \cdot 10^{-4}$	—	$4 \cdot 10^{-5}$	—
Относит. уровень ложных сигналов (динамический диапазон), дБн (дБ)	—	—25 (30)	—20 (40)	—15 (40)	—	(50)	(50)
Допустимая входная мощность, Вт	10 (непр.) 50 (пик.)	0,05	1 мВт	10 мВт	1	1 мВт	1
Максимальное время переключения, мс	250—1000	$1 \cdot 10^{-5}$	—	—	—	—	—
Массогабаритные характеристики	Диам. 3 мм/ 20 кг/км	200x65x50 мм/0,5 кг	Мини атюр.	Мини атюр.	Средние	Малые	Малые
Потребляемая мощность, Вт	—	50—80	—	—	—	—	—
Замедляющая среда	коакс. кабель	ЦСП	рубин, сапфир	кварц, ниобат лития	ниобат лития	ЖИГ	LaAlO ₃

Подкласс активных электрических схем задержки РЧ-сигналов в настоящее время реализуется в интегральном исполнении (см. рис. 1) в виде так называемой цифровой радиочастотной задержки (DRFM) [5]. Упрощенная структурная схема активной ЭСЗ РЧ-сигналов приведена на рис. 2.

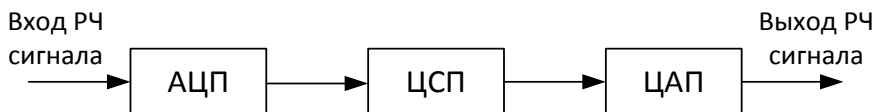


Рис. 2. Упрощенная структурная схема активной электрической схемы задержки РЧ-сигналов.

Fig. 2. A simplified block diagram of an active circuitry of RF signals delay

Принципиальными элементами схемы являются: аналого-цифровой преобразователь (АЦП), преобразующий аналоговый РЧ-сигнал в цифровую форму, цифровой сигнальный процессор (ЦСП), как правило, представляющий собой набор микросхем, осуществляющих операции мультиплексирования, демультиплексирования, запоминания и перемножения цифровых потоков и выполняющий обратное преобразование в РЧ-сигнал цифроаналоговый преобразователь (ЦАП). К основным достоинствам данного подкласса ЭСЗ относятся:

- миниатюрность, что особенно важно для подвижных радиосредств;
- широкий диапазон задержек от наносекунд до сотен миллисекунд;
- возможность применения усовершенствованных методов обработки сигналов, основанных на спектральном анализе и корреляционной обработке;
- возможность одновременной обработки множества радиолокационных целей.

Однако имеется ряд эксплуатационных недостатков, например: необходимость дополнительного преобразования в цифровую форму, относительно высокое энергопотребление, работа в ограниченном диапазоне частот, что в большинстве практических случаев требует дополнительных понижающего и повышающего преобразований частоты, необходимость тщательного экранирования аналоговых и цифровых узлов схемы. Количественные значения параметров образцов активных электрических схем задержки (DRFM) приведены в табл. 1.

Чтобы получить достаточно большое время задержки при небольших габаритах устройства, необходима замедляющая среда, скорость распространения в которой значительно меньше скорости распространения

электромагнитной волны. Такими устройствами являются акустические схемы задержки, которые получили широкое распространение в современной радиоэлектронной и оптической аппаратуре. В соответствии с назначением и рабочим диапазоном их можно разделить на два подкласса: акустоэлектронные и акустооптические.

Акустоэлектронные схемы задержки РЧ-диапазона в основном реализуются на объемных (ОАВ) либо поверхностных акустических волнах (ПАВ). В схемах данного подкласса электромагнитная волна радиодиапазона преобразуется в упругую волну ультразвукового либо гиперзвукового диапазона со значительно меньшей скоростью распространения, а затем — снова в электромагнитную.

В гиперзвуковых схемах задержки объемного типа в качестве звукопровода используются диэлектрические материалы с низким значением тангенса угла потерь в РЧ-диапазоне: рубин, сапфир. Возбуждение осуществляется с помощью пленочных пьезоэлектрических преобразователей, в основном на базе CdS и ZnO , напыленных на металлизированные торцы пластины звукопровода. Максимальное время задержки составляет 15—20 мкс на частотах 1—3 ГГц и 1—5 мкс на частотах порядка 10 ГГц [6]. Достоинствами схем данного типа являются миниатюрность, широкий диапазон задержек, достаточно широкая для многих применений полоса пропускания (относительная ширина полосы до 50 %). Основные проблемы — большой уровень вносимых потерь, слабое подавление незадержанных сигналов, ограничения по допустимой входной мощности. Количественные значения параметров образцов акустоэлектронных схем задержки на ОАВ приведены в табл. 1.

Самое широкое распространение в радиоэлектронной аппаратуре (РЭА) получили РЧ-схемы задержки на ПАВ [7]. Упрощенно: ПАВ — это упругие возмущения, распространяющиеся в тонком (порядка длины волны) приповерхностном слое твердого тела. Ввод и вывод сигналов здесь осуществляется с помощью встречно-штыревых преобразователей, каждый из которых представляет собой решетку в виде ряда противофазных электродов, в основном из алюминия, нанесенных на поверхность пьезоэлектрического звукопровода, например из кристаллического кварца либо ниобата лития. Рабочий диапазон частот схем задержки на ПАВ определяется возможностями планарной технологии формирования решетки преобразователей и охватывает полосу от единиц мегагерц до единиц гигагерц. Максимальное время задержки в РЧ-диапазоне составляет единицы микросекунд, относительная ширина полосы пропускания — до 30—40 %, вносимые потери — до 30—40 дБ. К достоинствам схем задержки данного

подкласса можно отнести миниатюрность и возможность использования в составе интегральных схем, к недостаткам — большие вносимые потери и сравнительно небольшое подавление ложных сигналов. Количественные значения параметров образцов акустоэлектронных схем задержки на ПАВ приведены в табл. 1.

Серьезное практическое применение подкласса акустооптических схем задержки началось в последние 20 лет в связи с разработкой полностью оптических устройств обработки сигналов локальных волоконно-оптических систем различного назначения [8]. Принцип их действия также основан на меньшей скорости распространения звуковой волны по сравнению с электромагнитной волной, в данном случае — оптического диапазона. Ввод радиочастотного сигнала осуществляется с помощью пьезоэлектрического преобразователя, вывод — с помощью оптико-электрического преобразователя. Созданные преобразователем механические колебания, распространение которых, как и в других устройствах данного класса, обеспечивается посредством объемных либо поверхностных волн, вызывает изменение показателя преломления за счет фотоупругого эффекта. Основным достоинством схем данного подкласса является простота обеспечения регулируемой задержки, что реализуется с использованием дифракции Рамана — Ната либо Брэгга. Из них более перспективными считаются брэгговские замедляющие ячейки, у которых гораздо сильнее выражен фотоупругий эффект. Очевидный недостаток состоит в малой эффективности (больших вносимых потерях) из-за многократного преобразования энергии. Количественные значения параметров образцов акустооптических схем задержки приведены в табл. 1.

Следующий класс, по сути являющийся магнитным аналогом рассмотренных выше акустических схем задержки, — спин-волновые схемы задержки сигналов СВЧ-диапазона — привлекателен прежде всего с точки зрения увеличения верхней частоты рабочего диапазона, которая по прогнозам может достигать 60 ГГц [9]. В этих устройствах в качестве рабочей среды применяются монокристаллические магнитные материалы: железиттриевый гранат (ЖИГ), висмут-кальций-ванадиевые феррогранаты и др. Внешнее статическое магнитное поле приводит данные материалы в состояние магнитного насыщения с одинаковой ориентацией всех магнитных моментов электронов (спинов), и управляющее магнитное поле входного СВЧ-преобразователя вызывает колебания спинов. Процесс распространения этих колебаний в магнитоупругой среде по направлению к выходному преобразователю называют спиновой волной, являющейся волной прецессии магнитного момента электронов. Эту волну можно класси-

фицировать как магнитостатическую, поскольку она является медленной электромагнитной волной (групповая скорость 3—300 км/с) с преимущественным компонентом магнитного поля. При этом величина коэффициента замедления составляет 10^3 — 10^5 . В замедляющих устройствах на магнитостатических волнах (МСВ), как и в рассмотренных выше акустооптических устройствах, можно достаточно просто регулировать время задержки, что реализуется путем изменения значения и распределения напряженности управляющего магнитного поля.

В зависимости от взаимной ориентации управляющего (подмагничивающего) поля $\vec{H}_0$, направления распространения МСВ и волнового вектора $\vec{k}$ схемы задержки данного класса можно разделить на три типа: на поверхностных МСВ ($\vec{H}_0 \perp \vec{k}$, направление МСВ параллельно подложке), на прямых объемных МСВ ($\vec{H}_0 \perp \vec{k}$, направление МСВ перпендикулярно подложке), на обратных объемных МСВ ($\vec{H}_0 \parallel \vec{k}$). При равномерном магнитном поле и неограниченной ферритовой среде МСВ бездисперсионны, т. е. реализованные на них схемы задержки обладают очень широкой полосой пропускания. Металлизация боковых граней ферритового слоя приводит к эффекту волновой дисперсии и к появлению многомодовой структуры в схемах задержки на объемных МСВ. Зависимость удельного затухания МСВ L в дБ/мкс от рабочей частоты f в ГГц достаточно хорошо аппроксимируется выражением [9]: $L = 16,4 + 1,15f$. Отсюда следует, что вносимые потери идеальной схемы задержки на МСВ с величиной задержки 1 мкс составляют примерно 20 дБ на частоте 3 ГГц и примерно 30 дБ на частоте 10 ГГц. Однако при реализации схем задержки на МСВ необходимо также учитывать дополнительные потери во входном и выходном преобразователях, составляющие от единиц до десятков децибел. Помимо сравнительно больших вносимых потерь, очевидным недостатком данных схем задержки с точки зрения применения в радиоэлектронной аппаратуре является малое значение линейной входной мощности, не превышающее 1 мВт. Дополнительное достоинство этого класса схем состоит в возможности оптического управления задержкой. Количественные значения параметров образцов спин-волновых схем задержки СВЧ-диапазона приведены в табл. 1.

В пригодных для практического применения в РЭА сверхпроводящих схемах задержки сигналов РЧ-диапазона повсеместно используется открытый в конце прошлого столетия эффект высокотемпературной сверхпроводимости (ВТСП). Устройства данного класса схемотехнически

являются сверхпроводящим аналогом рассмотренных выше ЭСЗ РЧ-диапазона на основе линий с распределенными параметрами [10]. Однако формирование СВЧ-линий передачи на сверхпроводящих подложках, например на основе LaAlO_3 , фактически в отсутствие вносимых потерь при высокой относительной диэлектрической проницаемости (порядка 25—30) согласно (2) принципиально позволяет создавать устройства, сочетающие низкие потери и широкополосность класса электрических схем задержки и миниатюрность класса акустических схем задержки. К примеру, реализованная на основе копланарной линии 100-нс сверхпроводящая схема задержки СВЧ-сигналов имеет габариты $90 \times 96 \times 12$ мм. Для сравнения: длина аналогичной линии задержки на основе коаксиального кабеля согласно (2) составляет более 20 м. Другие количественные значения параметров сверхпроводящих схем задержки сигналов РЧ-диапазона приведены в табл. 1.

Из анализа данных табл. 1 можно сделать вывод, что ни один из существующих классов схем задержки РЧ-диапазона в полной мере не удовлетворяет указанным выше требованиям. Основными проблемами являются недостаточно широкий интервал времени задержки, чрезмерные вносимые потери даже при узкой полосе пропускания, формирование и недостаточное подавление ложных сигналов, плохие эксплуатационные параметры. В качестве принципиального недостатка всех указанных выше электронных схем задержки можно назвать недостаточную электромагнитную совместимость с другими входящими в устройство узлами, что требует тщательного экранирования. Тем не менее наилучшие параметры с точки зрения реализации сверхширокополосного устройства долговременной задержки радиочастотных сигналов (СУДЗ-РЧС) обеспечиваются с использованием активной электрической схемы задержки на базе DRFM в интегральном исполнении.

В связи с этим возникла необходимость поиска УЗ-РЧС с использованием других принципов задержки РЧ-сигналов, и здесь перспективным вариантом считается СУДЗ-РЧС на базе волоконно-оптической линии задержки (рис. 1), которое реализуется в виде так называемой активной волоконно-оптической схемы задержки (ВОСЗ). В отношении волоконно-оптических линий задержки уже более 25 лет тому назад предсказано, что благодаря компактности, низким потерям, широкой полосе, нечувствительности к электромагнитным наводкам данный класс устройств долговременной задержки найдет эффективное применение в РЭА, в первую очередь в измерительной технике, радиолокационных станциях, различных устройствах обработки сигналов диапазона выше 1 ГГц [11].

3. Оценка предельных характеристик активной волоконно-оптической схемы задержки сигналов РЧ-диапазона

Минимальное время задержки. Из описанного выше принципа работы данного класса схем задержки понятно, что минимальное замедление РЧ-сигнала можно реализовать при соединении ПОМ и ПРОМ с помощью короткого отрезка оптического волокна, минимальная длина которого из технологических соображений составляет 0,2 м. При этом полная задержка будет определяться не только задержкой в волокне (примерно 1 нс), но и инерционностью процессов в активных компонентах: СВЧ-усилителях, лазерном излучателе, фотодетекторе. В результате для заданной верхней частоты полосы пропускания минимальное время задержки в одном канале составляет 1,5—2 нс. В многоканальной переключаемой ВОЛЗА необходимо учитывать скорость коммутации каналов, в частности, время переключения при использовании полупроводникового СВЧ-переключателя составляет типично 50 нс и минимально 10 нс, а при использовании оптического переключателя — типично 1—5 мс (электроомеханический переключатель) и минимально ≤ 1 нс (электрооптический переключатель).

Полоса рабочих частот. Одно из важных достоинств активных волоконно-оптических схем задержки, как и электрических схем задержки РЧ-сигналов, состоит в их принципиальной широкополосности. При этом полоса рабочих частот, в отличие, например, от акустоэлектронных и спин-волновых схем задержки, в общем случае равна полосе пропускания устройства. Оценим предельные значения нижней и верхней частот рабочего диапазона ВОСЗ. В структурной схеме исследуемой активной ВОСЗ самыми узкополосными узлами являются СВЧ-усилители. Однако они не являются ее принципиальными элементами и могут быть исключены в случае отсутствия жестких требований к величине вносимых потерь. В связи с этим оценку предельных частотных возможностей ВОСЗ правомерно провести с учетом только характеристик ключевых компонентов: лазерных излучателей, оптического волокна и фотодиодов.

В области низких модулирующих частот в лазерных излучателях возникают существенные избыточные шумы, например, вследствие температурных эффектов, переключения мод и т. д. [12], поэтому нижняя граница полосы рабочих частот будет составлять 40—50 МГц. В области верхних частот известны разработки полупроводниковых лазеров с полосой прямой модуляции током инжекции либо с внешней модуляцией до 40 ГГц [13] и фотодиоды с полосой пропускания до 50 ГГц [14]. То есть верхняя частотная граница ВОСЗ с большим временем задержки будет скорее определяться оптическим волокном, ширина полосы которого, как

известно [15], обратно пропорциональна его длине, что связано с влиянием дисперсии. Оценим ее. Типичное значение коэффициента широкополосности стандартного одномодового оптического волокна типа SMF-28 при использовании экономичного лазерного излучателя с резонатором Фабри — Перо (ЛФП) составляет 1000 ГГц·км в спектральном диапазоне 1300 нм и 20 ГГц·км в другом широко применяемом спектральном диапазоне ВОСП 1550 нм [15]. Как известно, хроматическая дисперсия волокна и, следовательно, коэффициент его широкополосности также зависят от ширины линии излучения лазера, которая для ЛФП составляет сотни гигагерц. То есть путем увеличения максимального времени задержки (длины волокна) является применение лазера с относительно узкой линией излучения. Данный подход был реализован в телекоммуникационных ВОСП путем применения лазера с распределенной обратной связью (ЛРОС) и поверхностно излучающего лазера с вертикальным резонатором (VCSEL), ширина линии излучения которых не более 10 МГц. Отметим, что последний типа лазера в наибольшей степени соответствует вышеописанным ключевым показателям СУДЗ-РЧС, поскольку потребляемая им мощность в 5—10 раз меньше, чем ЛРОС [16]. Результаты оценки верхней границы полосы рабочих частот ВОСЗ [17] при функционировании в спектральных диапазонах 1300 нм и 1550 нм и использовании волокна типа SMF-28, ЛФП и VCSEL представлены на рис. 3.

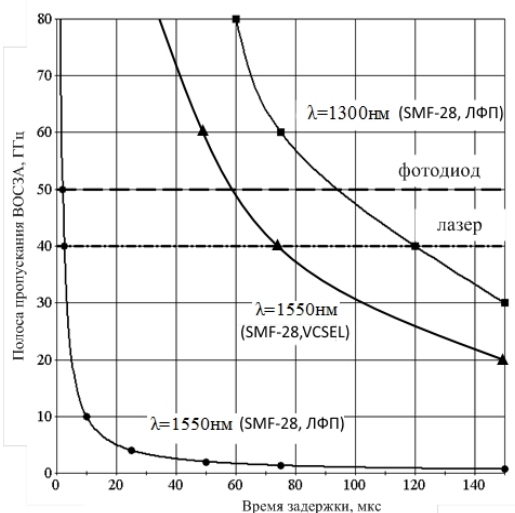


Рис. 3. Зависимость полосы рабочих частот активной ВОСЗ от требуемой величины времени задержки.

Fig. 3. Dependence of active FODC operating frequency band vs. the required value of delay time

Как следует из рисунка, верхний предел интервала задержки ВОСЗ по оптоэлектронным компонентам составляет 120 мкс при работе ее в спектральном диапазоне 1300 нм, лишь 2,5 мкс (почти в 50 раз меньше) — в спектральном диапазоне 1550 нм при использовании лазера с резонатором Фабри — Перо и более 70 мкс — при использовании лазера типа VCSEL. При необходимости реализации больших временных задержек верхняя граница полосы рабочих частот ВОСЗ будет определяться частотной характеристикой волокна в соответствии с рис. 3. Таким образом, оптимальным условием функционирования разрабатываемого СУДЗ-РЧС будет работа его узла формирования оптического сигнала в спектральном диапазоне 1550 нм с минимальными потерями в волокне и использование VCSEL или ЛПРОС с непосредственной либо внешней модуляцией.

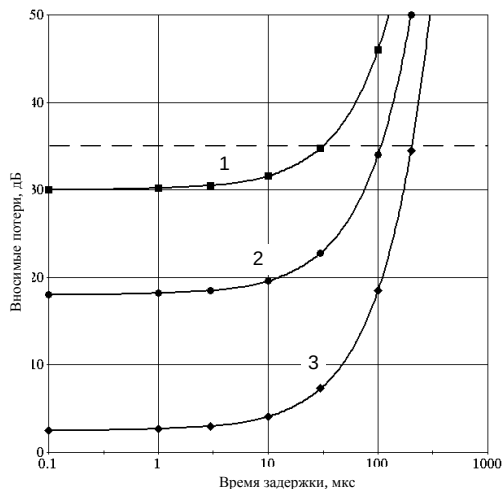


Рис. 4. Зависимость полосы рабочих частот активной ВОСЗ от требуемой величины задержки: 1 — сверхширокополосная, без СВЧ-усилителей; 2 — узкополосная, без СВЧ-усилителей; 3 — сверхширокополосная, с СВЧ-усилителями.

Fig. 4. Dependence of active FODC operating frequency band vs. the required value of delay: 1 — ultra-wideband, without microwave amplifiers; 2 — narrowband, without microwave amplifiers; 3 — ultra-wideband, with microwave amplifiers

Вносимые потери. С целью приближения результатов расчета к практическим устройствам определим этот также принципиальный параметр схем задержки для трех вариантов построения активной ВОСЗ:

— для сверхширокополосной ВОСЗ (с относительной шириной полосы пропускания более 100 %) без применения СВЧ-усилителей, для чего требуется диссипативное согласование импедансов на входе ПОМ и на выходе ПРОМ [18];

— для сравнительно узкополосной ВОСЗ (с относительной шириной полосы пропускания менее 50 %) без применения СВЧ-усилителей, для чего требуется недиссипативное согласование [18];

— для сверхширокополосной ВОСЗ с применением СВЧ-усилителей.

Полученные по приведенным выше формулам результаты оценки вносимых потерь в интервале времени задержки от 0,1 до 200 мкс представлены на рис. 4. Расчеты проведены на центральной частоте рабочего диапазона разрабатываемого СУДЗ-РЧС 12 ГГц. На том же рисунке пунктирной линией на уровне 35 дБ отложен предел потерь, которые могут быть эффективно скомпенсированы с помощью современных микросхем усилителей СВЧ-диапазона. Как следует из рисунка, максимальные величины времени задержки составляют 30 мкс для первого варианта и примерно 110 мкс для второго варианта. Кроме того, кривая 3 данного рисунка позволяет предположить, что с помощью введения СВЧ-усилителей в ПОМ и ПРОМ можно увеличить допустимое время задержки, обеспечиваемое одним каналом ВОСЗ, до 200 мкс.

4. Заключение

В данной статье с целью определения оптимальной среды задержки для сверхширокополосного устройства долговременной задержки радиочастотных сигналов (СУДЗ-РЧС) обобщены данные исследований и разработок электрических, акустоэлектронных, акустооптических, спиновых, сверхпроводящих схем задержки. В результате сделан вывод, что ни один из существующих классов схем задержки РЧ-диапазона в полной мере не удовлетворяет современным требованиям. Сравнение достигнутых технических показателей (табл. 1) показало, что с точки зрения ширины полосы и максимального времени задержки наилучшие параметры обеспечивают с использованием активной электрической схемы задержки на базе цифровой радиочастотной памяти (DRFM) в интегральном исполнении, недостатками которой являются проблемы электромагнитной совместимости и высокая мощность потребления. Проведенные оценки предельных характеристик нового подхода на базе волоконно-оптической схемы задержки ясно показывают, что в рассмотренной одноканальной активной волоконно-оптической схеме задержки сигналов СВЧ-диапазона можно обеспечить интервал времени задержки от 2—3 нс до 30 мкс во всей полосе рабочих частот от 50 МГц до 40 ГГц. В данной полосе рабочих частот время задержки может быть увеличено до 110—120 мкс при возможности работы устройства в сравнительно узкой (относительная ширина до 50 %)

полосе пропускания. Отметим также, что благодаря указанной выше относительно малой задержке в оптическом волокне разрешающая способность (либо шаг замедления) активной ВОСЗ может быть на уровне всего лишь единиц наносекунд. Однако оперативно регулировать время задержки, а также создавать устройства с регулируемым временем задержки можно только путем реализации многоотводной многокаскадной структуры.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки России (шифр проекта RFMEFI60715X0138).

Список литературы

1. Parker D., Zimmermann D. C. Phased arrays-part II: implementations, applications, and future trends // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 50-th Anniversary Issue. 2002. Т. 50, № 3. С. 688—698.
2. Фролов А. Д. Радиодетали и узлы. М. : Высшая школа, 1975. 440 с.
3. Белкин М. Е., Кудж С. А., Сигов А. С. Новые принципы построения радиоэлектронной аппаратуры СВЧ-диапазона с использованием радиопотонной технологии // Российский технологический журнал. 2016. № 1 (10). С. 4—20.
4. Маттей Д. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. М.: Связь, 1971. 439 с.
5. A Mixed-signal ASIC for Digital RF Memory Applications // LNX Corp., Microwave Journal. 2004. Режим доступа: <http://www.microwavejournal.com/articles/print/1555-a-mixed-signal-asic-for-digital-rf-memory-applications> (дата обращения: 29.11.2016).
6. Microwave acoustic materials, device, and applications / Weigel R. [et al.] // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2002. Vol. 50, № 3. P. 738—749.
7. Речицкий В. И. Радиокomпоненты на поверхностных акустических волнах. М. : Радио и связь, 1984. 112 с.
8. Kumar A. Antenna design with fiber optics. London : Artech House, 1996. 201 с.
9. Magnetostatic Waves / Adam J. D. [et al.] // Physics of Thin Films — Advances in Research and Development. Т. 15. Thin Films for Advanced Electronic Devices. Boston : Academic Press, 1991. 141 с.
10. Mansour R. R. Microwave superconductivity // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2002. Т. 50, № 3. С. 750—759.
11. Long Microwave Delay Fiber-Optic Link for Radar Testing / Newberg I. L. [et al.] // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1990. Vol. 38, № 5. P. 864—866.
12. Petermann K. Laser Diode Modulation and Noise. Dordrecht : Kluwer Academic Publishers, 1988. 310 с.
13. Dagli N. Wide-Bandwidth Lasers and Modulators for RF Photonics // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1999. Т. 47, № 7. С. 1151—1171.
14. Kato K. Ultrawide-band/high-frequency photodetectors // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1999. Т. 47, № 7. С. 1265—1281.
15. Складов О. К. Волоконно-оптические сети и системы связи. М. : СОЛОН-Пресс, 2004. 272 с.
16. Белкин М. Е., Яковлев В. П. Векселоника — новое направление оптоэлектронной обработки радиосигналов. Часть 1. Компонентная база // Электроника : Наука, технология, бизнес. 2015. № 3. С. 92—112.

17. Белкин М. Е., Белкин Л. М. Исследование эффективности применения полупроводникового лазерного излучателя для передачи многоканального аналогового сигнала СВЧ-диапазона // Нано- и микросистемная техника. 2009. № 11. С. 32—37.
18. Белкин М. Е., Сигов А. С. Новое направление фотоники — сверхвысокочастотная оптоэлектроника // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54, № 8. С. 901—914.

Acknowledgement

The work was supported by the Russian Ministry of Education (project RFMEFI 60715X0138).

References

- [1] D. Parker and D. C. Zimmermann, "Phased arrays-part II : implementations, applications, and future trends," *Microw. Theory Tech. IEEE Trans.*, vol. 50, no. 3, pp. 688–698, 2002.
- [2] A. D. Frolov, *Radiodetali i uzly* [Radio components and blocks]. Moscow: Vysshaya shkola, 1975. (In Russ.).
- [3] M. E. Belkin, S. A. Kudzh, and A. S. Sigov, "Novel principles of microwave band radioelectronic devices design with the use of microwave photonics technology," *Russ. Technol. J.*, no. 1, pp. 4–20, 2016. (In Russ.).
- [4] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*. Moscow: Svyaz', 1971. (In Russ.).
- [5] "A Mixed-signal ASIC for Digital RF Memory Applications," *LNX Corp., Microwave Journal*, 2004. [Online]. Available: <http://www.microwavejournal.com/articles/print/1555-a-mixed-signal-asic-for-digital-rf-memory-applications>. [Accessed: 29-Nov-2016].
- [6] R. Weigel, D. P. Morgan, J. M. Owens, A. Ballato, K. M. Lakin, K. Y. Hashimoto, and C. C. W. Ruppel, "Microwave acoustic materials, devices, and applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 738–749, 2002. doi: 10.1109/22.989958
- [7] V. I. Rechitskii, *Radiokomponenty na poverkhnostnykh akusticheskikh volnakh* [Radio components on the basis of surface acoustic waves]. Moscow: Radio i svyaz', 1984. (In Russ.).
- [8] A. Kumar, *Antenna design with fiber optics*. London: Artech House, 1996.
- [9] J. D. Adam, et al., "Magnetostatic Waves," in *Physics of Thin Films – Advances in Research and Development. Volume 15. Thin Films for Advanced Electronic Devices*, Boston: Academic Press, 1991.
- [10] R. R. Mansour, "Microwave superconductivity," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 750–759, 2002. doi: 10.1109/22.989959
- [11] I. L. Newberg, C. M. Gee, G. D. Thurmond, and H. W. Yen, "Long Microwave Delay Fiber-Optic Link for Radar Testing," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 38, no. 5, pp. 664–666, 1990.
- [12] K. Petermann, *Laser Diode Modulation and Noise*. Dordrecht: Kluwer Academic Publishers, 1988.
- [13] N. Dagli, "Wide-bandwidth lasers and modulators for RF photonics," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 7 PART 2, pp. 1151–1171, 1999. doi: 10.1109/22.775453
- [14] K. Kato, "Ultrawide-band/high-frequency photodetectors," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 7, pp. 1265–1281, 1999.
- [15] O. K. Sklyarov, *Volokonno-opticheskie seti i sistemy svyazi* [Fiber optic networks and communication systems]. Moscow: SOLON-Press, 2004. (In Russ.).

- [16] M. E. Belkin and V. P. Yakovlev, "VCSEL Photonics – New optoelectronic method for RF signals processing," *Electron. Sci. Technol. Bus.*, no. 3, pp. 92–112, 2015. (In Russ.).
- [17] M. E. Belkin and L. M. Belkin, "Research of Semicondurtor Laser Productivity for Microwave-band Subcarrier Multiplexed Analog Signal Transmission," *J. Nano Microsyst. Tech.*, no. 11, pp. 32–37, 2009. (In Russ.).
- [18] M. E. Belkin and A. S. Sigov, "Some trend in super-high frequency optoelectronics," *J. Commun. Technol. Electron.*, vol. 54, no. 8, pp. 855–868, 2009. (In Russ.).

Об эпонимах в терминологии инфокоммуникаций и радиотехнологий

Ермолов П. П.

*Институт радиоэлектроники и информационной безопасности,
Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
p.p.yermolov@mail.ru*

Статья поступила 11 января 2016 г.

Аннотация: Впервые рассматриваются вопросы эпонимии в терминологии инфокоммуникаций и радиотехнологий. Рассмотрение лингвистического аспекта включает в себя анализ 169 отечественных публикаций по 27 направлениям исследований и выделение медицины как направления, которому посвящено около половины всех публикаций. Сделано предположение о том, что термин «эпоним», который начал широко использоваться лингвистами в последней трети или четверти XX в., был адаптирован ими к давно существующей в медицине практике присвоения личных имен широкому спектру медицинских терминов. Рассмотрены и проанализированы два типа словарей медицинских терминов-эпонимов, отличающихся объемом и структурой. Из взятых в качестве примера типовых программ по специальности «радиотехника» образца 1984 г. выделено 64 эпоним-антропонима и один эпоним-топоним. Сделаны выводы о необходимости продолжения исследований, которые должны включать в себя как подготовку отдельных публикаций, касающихся забытых или малоисследованных персоналий, так и подготовку словаря, словник которого должен соответствовать современным программам подготовки специалистов. Результаты таких исследований будут способствовать формированию таких компетенций, как способность уважительно и бережно относиться к историческому наследию и способность осуществлять свою деятельность на основе целостного системного научного мировоззрения с использованием знаний в области истории науки и техники.

Ключевые слова: лингвистика, эпоним-антропоним, эпоним-топоним, словарь, словник, историография инфокоммуникаций и радиотехнологий, компетенция.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Ермолов П. П. Эпонимы в терминологии инфокоммуникаций и радиотехнологий // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2018. Т. 1, № 1. С. 121—135.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Ермолов, П. П. Эпонимы в терминологии инфокоммуникаций и радиотехнологий / П. П. Ермолов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2018. — Т. 1, № 1. — С. 121—135.

About eponyms in infocommunications and radio technologies terminology

P. P. Yermolov

*Institute of Radio Electronics and Information Security,
Sevastopol State University
33, Universitetskaya Str., Sevastopol, 299057, Russian Federation
p.p.yermolov@mail.ru*

Received on January 11, 2016

Abstract: *Eponymy problems in terminology of infocommunications and radio technologies are considered for the first time. Consideration of a linguistic aspect includes the analysis of 169 domestic publications in 27 directions of researches and allocation of medicine as a direction which concerns nearly half of all publications. It is supposed that the use of the term "eponym" became widely used by linguists in the last third or a quarter of the 20th century, as they adapted existing practices to assign personal names existing in medicine to a wide range of medical terms. Two types of dictionaries of the medical terms-eponyms differing in volume and structure are considered and analyzed. 64 eponyms-anthroponyms and one eponym-toponym are allocated from the standard programs of the speciality "Radio Engineering" (1984 version) as an example. The full name of the researcher, years of life, the country and disciplines using eponyms are established for eponyms-anthroponyms. It is established that the main "supplying countries" of eponyms-anthroponyms are the USA — 18, Great Britain — 11, France — 11, Germany — 10 and Russia — 6 eponyms. Drawn conclusions prove the need of continuation of researches in order to include: preparation of separate publications concerning forgotten or underexplored personalia, and preparation of the dictionary, which glossary has to correspond to modern programs of training of specialists. Results of such researches will promote formation of such competences as ability validly and delicately use historical heritage and ability to carry out the activity on the basis of complete system scientific outlook with use of knowledge in the field of history of science and equipment.*

Keywords: *linguistics, eponym-anthroponym, eponym-toponym, dictionary, word-list, historiography of infocommunication and radio technologies, competences.*

For citation (IEEE): P. P. Yermolov, "About eponyms in infocommunications and radio technologies terminology," *Infocommunications and Radio Technologies*, 2016, vol. 1, no. 1, pp. 121–135. (In Russ.). doi: 10.15826/icrt.2018.01.1.09

1. Введение

«Стоя на плечах гигантов» — это часть знаменитого высказывания И. Ньютона «Если я видел дальше других, то потому, что стоял на плечах

гигантов», используемая поисковой системой по текстам научных публикаций *Google Scholar* в качестве рекламного слогана. Этим самым поисковик отдает дань ученым, вносившим вклад в развитие науки на протяжении веков и обеспечившим основу для новых открытий и достижений.

Но более, если можно так выразиться, адресной формой признания заслуг исследователей является аккумуляирование памяти о них в терминах-эпонимах¹.

Как и в других областях знаний, в терминологии инфокоммуникаций и радиотехнологий существует свой кластер эпонимов, свойственных как исключительно этой области знаний, так и смежным, и не только смежным областям.

Тем не менее, в сравнении с другими областями знаний эпонимы в области инфокоммуникаций и радиотехнологий исследованы очень мало: автору как в отечественных, так и в зарубежных источниках не удалось найти не только работ общего характера, но и частных исследований, посвященных одному или группе эпонимов.²

В настоящей статье делается обзор исследований эпонимов в других областях знаний, проведен анализ одного из источников эпонимов в области инфокоммуникаций и радиотехнологий и обоснована необходимость продолжения исследований.

2. Лингвистический аспект

Исследованием терминов-эпонимов занимаются лингвисты. В лингвистике, как и в любой науке, есть свои, назовем это так, особенности: авторитеты, традиции, терминология и проч. Предметом исследования лингвистов, занимающихся терминами-эпонимами, являются иные области знаний, поэтому лингвистам также приходится учитывать особенности этих областей знаний. Лингвистические аспекты в настоящем разделе будут рассмотрены именно в таком ключе.

По данным, полученным на ресурсе eLIBRARY.RU в феврале 2016 г., запросу «эпоним» с поиском в названии публикации, аннотации и ключевых словах соответствуют 169 публикаций лингвистов, которые распределились следующим образом (выделение тематики, которым посвящены эти работы,

¹ Эпонимом называется термин, который содержит в своем составе имя собственное (антропоним или топоним), а также имя нарицательное в обозначении научного понятия (хопфова группа / Hopfsche Gruppe / Hopf group). Также термин-эпоним может быть образован безаффиксным способом от имени собственного (антропонима или топонима) путем метонимического переноса (Ампер, Agnesi). Третью группу составляют аффиксальные производные от имени собственного, антропонима или топонима (якобиан, улесит). Две последние группы малочисленны [1].

² Исключением является работа автора и его коллеги, посвященная эпониму «триггер Шмитта» [2].

произведено автором для работ, ориентированных на ту или иную область знаний; работы общего характера сведены в раздел «лингвистика»): 74 публикации — медицина; 35 публикаций — лингвистика; 8 публикаций — история; 6 публикаций — математика; по 4 публикации — этнография, спорт; по 3 публикации — философия, реклама, юриспруденция, нанотехнологии, экономика; по 2 публикации — физика, археология, астрономия, религия; по 1 публикации — гидроэнергетика, двигатели, ботаника, бионика, кузнечное дело, мореплавание, теплоэнергетика, орнитология, издательское дело, кулинария, наука в целом, авиация.

Такое распределение свидетельствует, очевидно, о том, что термин «эпоним», который начал широко использоваться лингвистами в последней трети или четверти XX в., был адаптирован ими к давно существующей в медицине практике присвоения личных имен широкому спектру медицинских терминов. Более детально на медицинской тематике остановимся в следующем разделе статьи; ниже рассмотрим некоторые общие положения, связанные с лингвистикой.

И. М. Лейчик, профессор-лингвист института русского языка им. А. С. Пушкина, в своей статье о проблемах эпонимии в современной науке [3], цитируя коллегу, говорит о том, что обозначение «эпонимы» было бы запыленным лингвистическим термином, если бы эпонимы не окружали нас каждую минуту: география пестрит яркими названиями, основанными на собственных именах, типа архипелаг Бисмарка, Соломоновы острова, Новый Ганновер; термин «дизель» был запатентован немецким изобретателем Рудольфом Кристианом Карлом Дизелем в 1893 г.; бертолетова соль была получена французским химиком Клодом Луи Бертолле в 1785 г.; рисование силуэтов по одной из версий было придумано французским министром финансов Этьеном де Силуэтом...

Не касаясь содержащихся в рассматриваемой статье лингвистических тонкостей, связанных с выделением из лингвистики новой научной дисциплины — терминоведения, классификации эпонимов и проч., отметим только, что, по мнению автора [3], под ударением в слове «эпоним» в современной лингвистической практике должен находиться второй слог, а не последний, как было до начала его широкого использования в 60—80-х гг. XX в. Прочитируем:

«Примерно с 60—80-х годов XX в. лексическая единица «эпо́ним» начинает фигурировать в различных языках для специальных целей, в том числе в качестве лингвистического термина. Перенос ударения означал одновременно и изменение семантики слова. Теперь словом «эпо́ним» обозначается тот объект, на который перешло личное имя... Иначе говоря, в настоящее время эпоним — это не личное имя, давшее название объекту или процессу, а название самого объекта или процесса» [3].

Следует только отметить, что рекомендация профессора-лингвиста по переносу ударения «не признана» пока ни Википедией, ни существующими словарями ударений — в них ударение делается на последнем слоге.

При рассмотрении проблем использования имен собственных в терминологии таких наук, как философия, физика, химия, геология, автор [4], рассматривая в целом систему эпонимических наименований, функционирующих в языке для специальных целей, различает два типа наименований в зависимости от их энциклопедического значения:

— термины, в состав которых входят фамилии лиц, непосредственно сделавших крупное или принципиально важное открытие, возглавивших новое научное направление, школу и т. п.;

— термины, включающие фамилии, присвоенные новым объектам в память или в честь какого-то лица.

Автор [4] отмечает, что термины первого описываемого типа семантически мотивированы и логически оправданны, в то время как терминам второго типа свойственна мотивированность в «слабом» смысле. Характерным примером терминов второго типа являются наименования малых планет Солнечной системы — это, как правило, названия единичных понятий, для которых основная информация заключена в апеллятивном элементе (астероид, планета, комета и т. д.), а имя собственное — только символ и никакого другого назначения, кроме мемориального, не имеет.

Свидетельством определенной условности в использовании конкретного эпонима в качестве производящей основы, отмечает автор [4], может служить номинация в разных языках одного и того же конкретного понятия на основе разных эпонимов (для одного и того же элемента периодической системы в России употребляется термин «курчатовий», а в США — термин «резерфордий»).

Следует сделать также акцент на существовании многофамильных терминов-эпонимов, которые часто информируют не о сотрудничестве ученых, а показывают последующее развитие понятия, преемственность мысли или открытие, сделанное одновременно и независимо друг от друга несколькими исследователями, часто даже в разных странах (в контексте нашего исследования можно назвать эпоним «волны Гуляева — Блюстейна»). Остается только сожалеть, что лингвисты в своих публикациях допускают «черездефисное» написание многофамильных терминов-эпонимов, которое означает написание двойной или тройной фамилии (например, Тяпкин-Ляпкин — тот самый, который брал взятки борзыми щенками). Примеры: «уравнение Пуассона-Больцмана», «уравнение Клаузиуса-Мосотти» и др. в публикации лингвиста Ю. Е. Костериной³.

³ Костерина Ю. Е. Ономастические единицы как специфическая черта физической терминологии // Россия молодая : передовые технологии — в промышленность! 2013. № 3. С. 226—227.

Собранием терминов-эпонимов в конкретных областях знаний являются соответствующие словари. Известный специалист в области эпонимии — профессор Е. М. Какзанова в статье [5] приводит внушительный перечень зарубежных словарей терминов-эпонимов как в области медицины, так и в других областях науки и техники:

«В настоящее время издано большое количество словарей медицинских терминов-эпонимов, причём часто для каждой медицинской специальности отдельно. Были лексикографически зафиксированы эпонимы из области анатомии и физиологии, включая гистологию, эмбриологию и физиологическую химию (R. Hertlinger, 1949), ортопедические эпонимы (T. Albrecht, 1990), эпонимы в области психиатрии (B. M. Блейхер, 1984; D. Arenz, 2001), анатомические эпонимы (D. Dobson, 1962; R. Olry, 1995), эпонимы из области неврологии и психиатрии (D. Draaisma, 2008), мифологические персонажи в медицинских терминах-эпонимах (A. Karenberg, 2005), клинические эпонимы (B. Leiner и T. Olbert, 1968, A. Winkelmann, 2009), дерматологические эпонимы (G. Plewig, 2008), ангиологофлебологические эпонимы (E. Wormer, 1991). В 1997 году на немецком языке вышел словарь наиболее употребительных медицинских терминов-эпонимов, необходимых для сдачи экзамена по специальности (B. Erbrich, D. Grundmann, A. Gruner, R. Hafemann). В 1986 году вышел эпонимический словарь «The Man behind the Syndrome» (P. Beighton, G. Beighton), а в 1997 году те же авторы написали его продолжение — «The Person behind the Syndrome».

Но было бы неверно предположить, что термины-эпонимы интересуют только медиков или лингвистов, исследующих медицинские научные тексты... Составители терминологических словарей в самых разных областях науки не могли обойти стороной этот лингвистический феномен. Известны словари эпонимов в области психологии (L. Zusne, 1987), органической химии (T. Laue и A. Plagens, 1998). Австралийский учёный Р. Трэхэр (R. Trahair) в 1990 году составил словарь наиболее известных в Австралии общенаучных терминов-эпонимов, включая и медицинские. В 1999 году на немецком языке вышел словарь общенаучных терминов-эпонимов Т. Левински (T. Lewinsky). В 2000 году вышел сокращённый вариант словаря Т. Левински на английском языке (A. Sholl, 2000), что свидетельствует об универсальном характере терминов-эпонимов. В 2001 году на английском языке вышел словарь терминов-эпонимов из области экономики, истории, религии, культуры, науки и техники, политики, спорта и других областей (R. A. Letusé La O., 2001). Новый словарь общенаучных терминов-эпонимов на английском языке вышел в 2002 году (M. S. Freeman). В 1984 году было проведено интересное исследование, в результате которого появился словарь кратеров Луны, названных по фамилиям известных врачей (S. und L. Domin). В 2004 году на немецком языке вышел словарь терминов-эпонимов из области античной мифологии и истории, из Ветхого и Нового Завета, из области науки и техники (H. Caspar). В 2003 году на английском языке был опубликован словарь эпонимических названий птиц (B. Beolens и M. Watkins), а в 2009 году эти же авторы выпустили словарь эпонимических названий животных (B. Beolens, M. Watkins и M. Grayson). В 2001 году вышел эпонимический словарь на испанском языке (S. García-Castañón, 2001), в который вошли разные наиболее употребительные эпонимы из области политики... эпонимические физические величины и химические элементы... эпонимические механизмы и приспособления...»

В отечественных словарях терминов-эпонимов представлена только медицинская тематика. Рассмотрим более детально структуру словарей [6, 7].

3. Особенности построения словарей терминов-эпонимов

Рассмотрим в качестве примера особенности построения отечественных словарей терминов-эпонимов в области медицины. По Декарту будем «восходить от простого к сложному».

Первый словарь [6] представляет собой учебное пособие «Эпонимы в анатомии» и содержит всего 495 позиций, из которых в качестве минимума для студентов выделено 134 позиции. Эта часть пособия структурирована по семи категориям, она же в отдельном разделе сведена в алфавитном порядке и количественно содержит около 26 тысяч знаков, что составляет немногим более $\frac{1}{2}$ авторского листа. Раздел учебного пособия для специалистов, имеющий название «Расширенный список эпонимов, используемый в морфологической науке и клинической практике» (495 позиций) содержит уже более 90 тысяч знаков, что составляет около $2\frac{1}{4}$ авторского листа. Эти количественные показатели будут использованы далее при формировании концепции словаря терминов-эпонимов в области инфокоммуникаций и радиотехнологий.

Словарная статья словаря [6] представляет собой текст объемом от 70 до 500 знаков (от одной до семи строк), в котором дается название эпонима на русском языке, фамилия ученого или специалиста, чье имя носит эпоним, например:

Баркова связка (Н. Barkow) —

Пирогова треугольник (Н. И. Пирогов) —

Боткина — Эрба точка (С. П. Боткин, W. Erb) —

за которым следует краткое содержание термина-эпонима. Каких-либо других сведений (таких, как годы жизни или страна, в которой работал ученый или специалист), в статье не приводится.

Второй словарь [7] содержит около 2500 эпонимов, используемых в отечественной и зарубежной морфологии. В нем систематизированы термины и библиографические данные о 947 ученых, с чьими именами связаны названия, употребляемые в различных областях медицины. Многие биографические справки иллюстрируются портретами ученых. В конце каждого алфавитного отдела приведен список источников, отражающий историю появления именного термина.

Общий объем текстовой части словаря составляет около 28 авторских листов, средний объем одной статьи — $\frac{1}{100}$ авторского листа или 400 знаков. Словарь построен следующим образом: эпониму или группе эпонимов предшествует соответствующая краткая биографическая справка, например:

Бехтерев Владимир Михайлович (1857—1927), отечественный невропатолог и психиатр. Окончил Петербургскую медико-хирургическую академию в 1878 г. В 1881 г. защитил докторскую диссертацию. В 1884—1885 гг. находился за границей, где работал у Е. Дюбуа-Реймона и Т. Мейнерта. В 1885—1893 гг. заведовал кафедрой психиатрии в Казани. С 1893 г. возглавлял кафедру невропатологии и психиатрии Военно-медицинской академии. В 1908 г. организовал Психоневрологический ин-т. В 1918 г. основал ин-т по изучению мозга и психической деятельности...

Бехтерева полоска —

Бехтерева тракт —

Бехтерева ядро —

Гаймор (Highmore) Натаниэль (1613—1685), английский врач и анатом. Родился в Фордингбридже (Хэмпшир). В 1634 г. поступил на естественный ф-т Оксфордского ун-та, по окончании которого в 1641 г. работал врачом в Шербурне. Изучал описательную анатомию человека. Большое влияние на развитие анатомии как науки оказал его труд «Анатомическое исследование человеческого тела», опубликованный в 1651 г.

Гайморова пазуха —

Гайморово тело —

Представляется, что словарь терминов-эпонимов в области инфокоммуникаций и радиотехнологий может содержать порядка 250 терминов и состоять из следующих частей:

— краткие статьи-персоналии со средним объемом одной статьи около $\frac{1}{100}$ авторского листа или 400 знаков (по аналогии со словарем [7]), за которой следуют эпоним или группа эпонимов с соответствующим кратким толкованием, занимающим примерно такой же объем (400 знаков);

— статьи-персоналии о малоизвестных исследователях (таких, например, как Richard S. BUCY, J. M. MANLEY и др., см. табл. 1). Деятельность этих специалистов может стать предметом исследований историков науки и техники;

— полного алфавитного указателя всех персоналий;

— алфавитного указателя персоналий, рекомендуемых в качестве минимума для студентов (по аналогии со словарем [6]).

4. Термины-эпонимы в типовых программах по специальности «радиотехника». Проект в сети *LinkedIn*

Проведем анализ терминов-эпонимов, используемых в типовых программах по специальности «радиотехника» образца 1984 г.⁴ В программах использованы один эпоним-топоним («метод Монте-Карло» в дисциплине

⁴ Типовые программы по специальности «радиотехника» (для высших учебных заведений) / Министерство высшего и среднего специального образования СССР. М., 1984. 195 с.

«Вычислительная техника в инженерных расчетах и основы САПР») и 64 эпонима-антропонима, сведения о которых приведены в таблице 1.

Как показывает таблица, к основным «странам-поставщикам» исследователей, имена которых вошли в практику образовательного процесса в рассматриваемой области знаний, относятся (указано число эпонимов): США — 18; Великобритания — 11; Франция — 11; Германия — 10; Россия — 6; Нидерланды — 3.

Основными дисциплинами, использующими эпонимы, являются (указано число эпонимов):

- Радиотехнические цепи и сигналы — 20;
- Электродинамика и распространение радиоволн — 17;
- Радиотехнические системы — 9;
- Основы теории цепей — 7;
- Электронные приборы — 6.

По периодам деятельности исследователей имеем следующие результаты (указано число исследователей):

- XVII в. — 2; XVIII в. — 1; XVIII—XIX вв. — 9; XIX в. — 14; XIX—XX вв. — 11; XX в. — 27.

Вполне естественно, что приведенные сведения в настоящее время актуальны лишь частично. Формирование словника⁵ словаря предполагается вести с привлечением широкого круга заинтересованных специалистов. Для этого, в частности, в сети *LinkedIn* автором настоящей статьи была организована группа «Проект словаря „Эпонимы в области инфокоммуникаций и радиотехнологий“» (с ноября 2016 г. Роскомнадзор внес *LinkedIn* в Единый реестр запрещенных сайтов и начал блокировку проекта на территории России).

Табл. 1. Термины-эпонимы в типовых программах по специальности «радиотехника» (1984 г.).
Table 1. The terms-eponyms in typical programs of the speciality “Radio Engineering” (1984)

№	Полное имя исследователя Full name of the researcher	Годы жизни Years of life	Страна Country	Эпоним Eponym	Дисциплина, использующая эпоним Discipline using eponym
1.	SNELLIUS, Snell van Royen Villebrord	1580—1626	Нидерланды	Закон Снеллиуса	Электродинамика и РРВ
2.	HUYGENS Christiaan	1629—1695	Нидерланды	Формула Гюйгенса — Кирхгофа	Электродинамика и РРВ

⁵ Словник — алфавитный перечень (реестр) словарных единиц.

№	Полное имя исследователя Full name of the researcher	Годы жизни Years of life	Страна Country	Эпоним Eponym	Дисциплина, использующая эпоним Discipline using eponym
3.	BAYES Reverend Thomas	1702—1761	Великобритания	Байесовские оценки	Радиотехниче- ские системы
4.	de LAPLACE Pierre-Simon	1749—1827	Франция	Преобразова- ния Лапласа	Основы теории цепей
5.	LEGENDRE Adrien-Marie	1752—1833	Франция	Полином Лежандра	Радиотехниче- ские цепи и сигналы
6.	PARSEVAL Marc-Antoine	1755—1836	Франция	Равенство Парсеваля	Радиотехниче- ские цепи и сигналы
7.	FOURIER Jean Baptiste Joseph	1768—1830	Франция	Ряд Фурье, преобразова- ние Фурье	Радиотехниче- ские цепи и сигналы
8.	GAUß Johann Carl Friedrich	1777—1855	Германия	Теорема Гаусса	Электродина- мика и РРВ
9.	POISSON Siméon Denis	1781—1840	Франция	Уравнение Пуассона	Электронные приборы
10.	BESSEL Friedrich Wilhelm	1784—1846	Германия	Неравенство Бесселя	Радиотехниче- ские цепи и сигналы
11.	OHM Georg Simon	1787—1854	Германия	Законы Ома	Основы теории цепей
12.	FRESNEL Augustin-Jean	1788—1827	Франция	Зоны Френеля	Электродина- мика и РРВ
13.	FARADAY Michael	1791—1867	Великобритания	Закон и эффект Фарадея	Электродина- мика и РРВ
14.	GREEN George	1793—1841	Великобритания	Функция Грина	Электродина- мика и РРВ
15.	DUHAMEL Jean-Marie	1797—1872	Франция	Интеграл Дюамеля	Основы теории цепей
16.	ОСТРОГРАД- СКИЙ Михаил Васильевич	1801—1862	Россия	Теорема Остроградского — Гаусса	Электродина- мика и РРВ
17.	DOPPLER Christian	1803—1853	Австрия	Эффект Доплера	Электродина- мика и РРВ, Радиотехниче- ские системы
18.	BOOLE George	1815—1864	Великобритания	Булева алгебра	Микропроцес- соры и вычис- лительные устройства

№	Полное имя исследователя Full name of the researcher	Годы жизни Years of life	Страна Country	Эпоним Eponym	Дисциплина, использующая эпоним Discipline using eponym
19.	STOKES George Gabriel	1819—1903	Великобрита- ния	Теорема Стокса	Электродина- мика и РРВ
20.	HELMHOLTZ Hermann Ludwig Ferdinand	1821—1894	Германия	Уравнения Гельмгольца	Электродина- мика и РРВ
21.	ЧЕБЫШЕВ Пафнутий Львович	1821—1894	Россия	Полином Чебышева	Радиотехниче- ские цепи и сигналы
22.	HERMITE Charles	1822—1901	Франция	Полином Эрмита	Радиотехниче- ские цепи и сигналы
23.	KIRCHHOFF Gustav Robert	1824—1887	Германия	Законы Кирхгофа	Основы теории цепей
24.	MAXWELL James Clerk	1831—1879	Великобрита- ния	Уравнения Максвелла	Электродина- мика и РРВ
25.	ROUTH Edward John	1831—1907	Великобри- тания	Критерий Рауса — Гурвица	Радиотехниче- ские цепи и сигналы
26.	LAGUERRE Edmond Nicolas	1834—1886	Франция	Полином Лагέρра	Радиотехниче- ские цепи и сигналы
27.	RAYLEIGH John Strutt	1842—1919	Великобрита- ния	Критерий Релея	Электродина- мика и РРВ
28.	POYNTING John Henry	1852—1914	Великобрита- ния	Теорема Пойнтинга	Электродина- мика и РРВ
29.	LORENTZ Hendrik Antoon	1853—1928	Нидерлан- ды	Лемма Лоренца	Электродина- мика и РРВ
30.	HALL Edwin Herbert	1855—1938	США	Эффект Холла	Электрорадио- измерения
31.	МАРКОВ Андрей Андреевич	1856—1922	Россия	Марковский случайный процесс	Радио- автоматика
32.	HURWITZ Adolf	1859—1919	Германия	Критерий Рауса — Гурвица	Радиотехниче- ские цепи и сигналы
33.	HILBERT David	1862—1943	Германия	Колебание, спряженное по Гильберту	Радиотехниче- ские цепи и сигналы
34.	MOUTON Henri	1869—1935	Франция	Эффект Коттона — Мутона	Электродина- мика и РРВ

№	Полное имя исследователя Full name of the researcher	Годы жизни Years of life	Страна Country	Эпоним Eponym	Дисциплина, использующая эпоним Discipline using eponym
35.	COTTON Aimé Auguste	1869—1951	Франция	Эффект Коттона — Мутона	Электродина- мика и РРВ
36.	STUDENT, William Sealy Gosset	1876—1937	Великобрита- ния	Распределение Стьюдента	Электрорадио- измерения
37.	EINSTEIN Albert	1879—1955	США	Соотношение Эйнштейна	Электронные приборы
38.	HAAR Alfred	1885—1933	Венгрия	Функция Хаара	Радиотехниче- ские цепи и сигналы
39.	BUTTERWORTH Stephen	1885—1958	Великобритания	Фильтр Баттерворта	Радиотехниче- ские цепи и сигналы
40.	SCHOTTKY Walter Hermann	1886—1976	Германия	Диод Шоттки	Электронные приборы
41.	NYQUIST Harry	1889—1976	США	Критерий Найквиста	Радиотехниче- ские цепи и сигналы
42.	RADEMACHER Hans Adolph	1892—1969	Германия	Функция Радемахера	Радиотехниче- ские цепи и сигналы
43.	ВВЕДЕНСКИЙ БорисАлексеевич	1893—1969	Россия	Формула Введенского	Электродина- мика и РРВ
44.	CRAMER Karl Harald	1893—1985	Швеция	Неравенство Крамера — Рао	Радиотехниче- ские системы
45.	ХИНЧИН Александр Яковлевич	1894—1959	Россия	Теорема Вине- ра — Хинчина	Радиотехниче- ские цепи и сигналы
46.	WIENER Norbert	1894—1964	США	Теорема Вине- ра — Хинчина, Фильтр Винера	Радиотехн. цепи и сигналы, Радиотехниче- ские системы
47.	WALSH Joseph Leonard	1895—1973	США	Функция Уолша	Радиотехниче- ские цепи и сигналы
48.	FOSTER Ronald Martin	1896—1998	США	Метод Фостера	Основы теории цепей
49.	CAUER Wilhelm	1900—1945	Германия	Метод Кауэра	Основы теории цепей

№	Полное имя исследователя Full name of the researcher	Годы жизни Years of life	Страна Country	Эпоним Eponym	Дисциплина, использующая эпоним Discipline using eponym
50.	FERMI Enrico	1901—1954	Италия	Уровень Ферми	Электронные приборы
51.	КОТЕЛЬНИКОВ Владимир Александрович	1908—2005	Россия	Теорема и ряд Котельникова	Радиотехниче- ские цепи и сигналы
52.	HAMMING Richard Wesley	1915—1998	США	Код Хемминга	Радиотехниче- ские системы
53.	RAO Calyampudi Radhakrishna	р. в 1920 г.	США	Неравенство Крамера — Рао	Радиотехниче- ские системы
54.	EBERS Jewell James	1921—1959	США	Модель Молла — Эберса	Электронные приборы
55.	MASON Samuel Jefferson	1921—1974	США	Формула Мэйсона	Основы теории цепей
56.	MOLL John Louis	1921—2011	США	Модель Молла — Эберса	Электронные приборы
57.	HUFFMAN David Albert	1925—1999	США	Код Хаффмена	Радиотехниче- ские системы
58.	MOORE Edward Forrest	1925—2003	США	Автомат Мура	Микропроцес- соры и вычисл. устройства
59.	ROWE Harrison Edward	р. в 1927 г.	США	Теорема Мэнли — Роу	Радиотехн. цепи и сигналы
60.	MEALY George H.	1927—2010	США	Автомат Мили	Микропроцес- соры и вычисл. устройства
61.	GUNN John Battiscombe	1928—2008	США	Диод Ганна	Электронные и квантовые приборы СВЧ
62.	KALMAN Rudolf Emil	р. в 1930 г.	США	Фильтр Калмана — Бьюси	Радиотехниче- ские системы
63.	BUCY Richard S.	р. в 1935	США	Фильтр Калмана — Бьюси	Радиотехниче- ские системы
64.	MANLEY J. M.	XX в.*	*	Теорема Мэнли — Роу	Радиотехн. цепи и сигналы

* точные сведения не установлены

5. Заключение

Таким образом, исследования в области эпонимии — новый раздел научного направления «История науки и техники», который находится на стыке этой научной дисциплины и лингвистики. Создание словаря «Эпонимы в области инфокоммуникаций и радиотехнологий» будет способствовать формированию у будущих специалистов таких компетенций, как способность уважительно и бережно относиться к историческому наследию и способность осуществлять свою деятельность на основе целостного системного научного мировоззрения с использованием знаний в области истории науки и техники.

Выражение признательности

Автор выражает признательность академику РАН Ю. В. Гуляеву (Институт радиотехники и электроники РАН) и д. т. н., профессору В. Я. Носкову (Институт радиоэлектроники и информационных технологий Уральского федерального университета) за поддержку основных положений статьи и ряд полезных советов.

Список литературы

1. Какзанова Е. М. Искусство памяти: термины-эпонимы // Искусство памяти: воспитание национально-культурного сознания молодежи : сб. науч. ст. межрегион. науч.-метод. конф. 24 ноября 2010 г. СПб., 2011. С. 192—197.
2. Абрамашвили Н. И., Ермолов П. П. Мы говорим Шмитт — подразумеваем триггер (к 100-летию со дня рождения Отто Герберта Шмитта) // 9-я Международная молодежная научно-техническая конференция «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2013» : материалы конф., Севастополь, 22—26 апр. 2013 г. Севастополь, 2013. С. 450.
3. Лейчик В. М. Обсуждение проблем эпонимии в современной науке // Язык и право: актуальные проблемы взаимодействия : материалы междунар. науч.-практ. интернет-конф. Ростов н/Д, 2011. С. 134—142.
4. Новинская Н. В. Термины-эпонимы в языке науки // Вестник Российского университета дружбы народов. Серия «Русский и иностранные языки и методика их преподавания». 2013. № 4. С. 34—38.
5. Какзанова Е. М. Роль терминов в прикладной лингвистике: лексикографическая фиксация терминов-эпонимов // Сборники конференций НИЦ Социосфера. 2011. № 13. С. 265—269.
6. Денисов С. Д., Пивченко П. Г. Эпонимы в анатомии : учебное пособие. Минск, 2012. 85 с.
7. Гончаров Н. И. Иллюстрированный словарь эпонимов в морфологии. Волгоград : Издатель, 2009. 504 с.

Acknowledgements

The author expresses his gratitude to Academician of RAS Yu. V. Gulyaev (Institute of Radio Engineering and Electronics, Russian Academy of Sciences) and Dr. Sc., Professor

V. Ya. Noskov (Institute of Radio Electronics and Information Technology of the Ural Federal University) for supporting the main provisions of the article and some useful tips.

References

- [1] Y. M. Kakzanova, "Iskusstvo pamyati: terminy-eponimy [The art of memory: terms-eponyms]," in *Proc. of Conf. ["The Art of Memory: Training of National and Cultural Consciousness of Young People"]*, 2011, pp. 192–197. (In Russ.).
- [2] N. I. Abramashvili and P. P. Yermolov, "We say Schmitt – mean trigger (on 100th anniversary of Otto Herbert Schmitt)," in *Proc. 9th Int. Conf. ["Contemporary Problems of Radio Engineering and Telecommunications"]*, 2013, p. 450. (In Russ.).
- [3] V. M. Leychik, "Obsuzhdenie problem eponimii v sovremennoi nauke [Discussion eponymy problems in contemporary science]," in *Yazyk i pravo: aktual'nye problemy vzaimodeystviya* [Language and Law: actual problems of interaction], Rostov-on-Don: Donskoe knizhnoe izdatel'stvo, 2011, pp. 134–142. (In Russ.).
- [4] N. V. Novinskaya, "Terms-eponyms in scientific language," *Bull. Peoples' Friendsh. Univ. Russ. Ser. Russ. Foreign Lang. Methods Teaching.*, no. 4, pp. 34–38, 2013. (In Russ.).
- [5] Y. M. Kakzanova, "Rol' terminov v prikladnoi lingvistike: leksikograficheskaya fiksatsiya terminov-eponimov [The role of the terms in Applied Linguistics: fixing lexicographical terms-eponyms]," in *Sbornik konferency NIC Sociosfera*, no. 13, 2011, pp. 265–269. (In Russ.).
- [6] S. D. Denisov and P. G. Pivchenko, *Eponimy v anatomii: uchebnoe posobie* [Eponyms in anatomy: a training manual]. Minsk, 2012. (In Russ.).
- [7] N. I. Goncharov, *Illyustrirovannyy slovar' eponimov v morfologii* [Illustrated Dictionary of eponyms in morphology]. Volgograd: Izdatel', 2009. (In Russ.).